TV
l'antenna
ANNO XXXVI - LUGLIO 1964
NUMERO
7
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA
LIRE 350

ANNO XXXVI **7**

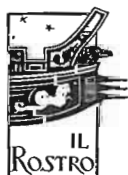
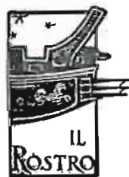
LUGLIO 1964 RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

Proprietà **EDITRICE IL ROSTRO S. A. S.**

Gerente **Alfonso Giovene**

Direttore responsabile **dott. ing. Leonardo Bramanti**

Sommario

Direzione, Redazione **Amministrazione** Uffici Pubblicitari **VIA MONTE GENEROSO, 6/A - MILANO - TEL. 32.15.42 - 32.27.93 C.C.P. 3/24227**

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 7.000.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

COMUNICATO

Si comunica che dal 15 luglio 1964 l'**Editrice Il Rostro** ha trasferito la propria sede con i relativi uffici di Amministrazione, Redazione e Pubblicità, delle Riviste **l'antenna** ed **Elettrodomus**, da Via Senato 28 in:

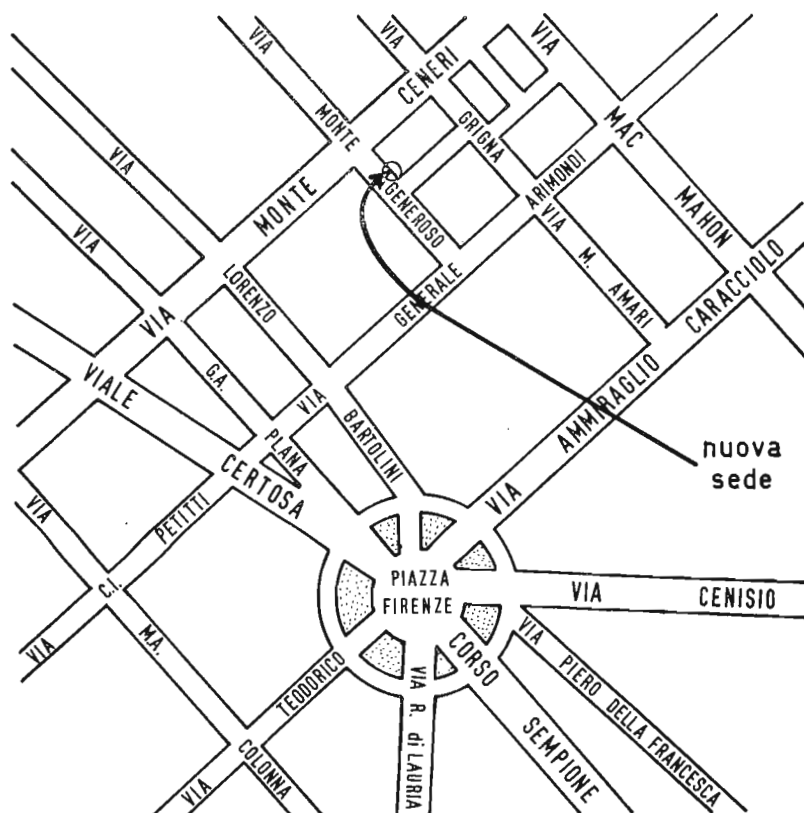
VIA MONTE GENEROSO 6/A (625)

TELEFONI N. 321542 - 322793

Si prega quindi di voler provvedere alla rettifica del nuovo numero telefonico e indirizzo, per ogni Vostra comunicazione e invio di corrispondenza.

Ringraziamo

Editrice Il Rostro

Nuovi uffici

dott. ing. Alessandro Banfi

Proseguono le prove sulla TV a colori

Di quando in quando sulla stampa tecnica e sui quotidiani d'informazione appaiono notizie sporadiche sulla situazione della TV a colori.

E poichè ciò si verifica regolarmente ormai da parecchi anni, il pubblico si è quasi abituato a considerare la TV a colori come un traguardo molto difficilmente raggiungibile e circondato da un alone di mistero ed anche di diffidenza.

Riteniamo perciò oggi un nostro preciso dovere di informatori tecnici, mettere correttamente a punto la situazione della TV a colori, così come abbiamo già fatto recentemente, soprattutto per tenere aggiornati i nostri lettori sull'evolversi di tale situazione che, contrariamente a quanto un osservatore superficiale potrebbe supporre, è pervasa da una laboriosa attività, al fine di poter contribuire alla scelta del sistema da adottare per l'Europa.

Già è stato detto che i sistemi proposti per la TV a colori europea sono tre: il sistema americano NTSC, il sistema francese SECAM ed il sistema tedesco PAL.

Per poter raccogliere informazioni probanti sull'efficienza e funzionalità di questi tre sistemi, la RAI trasmette ogni mattina dalle stazioni UHF del 2° programma delle immagini fisse (diapositive) a colori: una mattina NTSC, una mattina SECAM, una mattina PAL.

Ovviamente occorrono tre diversi tipi di televisori per poter rilevare dati di confronto fra i tre sistemi di trasmissione: e tale compito è stato assunto dai laboratori della nostra industria radioelettronica.

Si lavora, pertanto, sulla TV a colori, e si lavora sodo, benchè ciò non appaia agli occhi del pubblico profano. Si lavora per dissipare gli ultimi dubbi, le ultime incertezze sui vantaggi e svantaggi offerti da ognuno dei tre sistemi in lizza.

E già si profilano spostamenti nelle preferenze di qualche mese fa; ove ad esempio avevamo indicato il sistema NTSC come più favorito, oggi sta raccogliendo molti consensi il sistema PAL, che peraltro è un NTSC riveduto ed aggiornato.

Anzi, questa competizione tecnica si fa sempre più interessante, in quanto mentre il sistema NTSC col suo abbondante decennio di esperienza americana ha praticamente raggiunto un eccellente livello di perfezionamento, gli altri due sistemi di più recente creazione stanno continuamente evolvendosi in base ai rilievi raccolti dalle attuali trasmissioni sperimentali in tutte le nazioni europee.

La TV a colori non va comunque considerata come un aggiornamento inutile e superfluo della TV in bianco-nero, bensì come un fondamentale e radicale progresso tecnico della televisione, che oltre a dare un notevole impulso all'industria ed al commercio del settore interessato, contribuirà ad estendere il gradimento e tutti i già cospicui meriti culturali e sociali della TV in bianco-nero.

A

dott. ing. Franco Simonini

Un dispositivo di chiamata per il radiotelefono New Falcon

Fig. 1 - Dispositivo di chiamata in funzione fissato ad un muro di terrazzo di abitazione

Fig. 2 - Il dispositivo di chiamata unito a due radiotelefoni NEW FALCON è stato utilizzato in occasione dei Campionati Italiani di Pattinaggio Ritmico al Palazzo del Ghiaccio di Milano il 2-3-'64

1. - PREMESSA

Il radiotelefono di minima potenza operante in banda 27 ÷ 30 MHz è da tempo utilizzato in Italia per tutta una vasta gamma di applicazioni civili e professionali.

In molti casi è della massima utilità il poter ricevere un segnale di chiamata lasciando incustodito in una posizione fissa uno dei radiotelefoni con l'operatore adibito ad altri lavori disposto poco distante. Allo scopo in alcuni casi si provoca l'innesco del circuito di modulazione nel radiotelefono chiamante a mezzo di un pulsante che provoca così l'emissione di un segnale modulato con la frequenza di circa 1000 Hz.

In tal modo è la bassa frequenza del ricevitore nella posizione fissa che provoca un sia pur debole segnale di chiamata. Data la ridotta potenza di uscita fonica di questi apparati che d'altra parte operano con batterie di scarsa capacità, questo sistema di chiamata dà in genere cattivi risultati.

La pila infatti dato che l'apparato resta in pratica sempre in funzione in attesa di una chiamata, riduce abbastanza presto la capacità del segnale utile di bassa frequenza. Ciò provoca in molti casi la mancata ricezione del segnale di chiamata.

Per tutti questi motivi nella realizzazione del nostro dispositivo di chiamata abbiamo preferito far entrare in funzione un vero e proprio campanello di chiamata che può venir agevolmente udito anche in terreno aperto fino a 50 metri circa di distanza. Ci è parso opportuno realizzare un dispositivo di tipo telefonico a gancio che permettesse le seguenti prestazioni:

— alimentazione del dispositivo solo con gancio abbassato cioè con dispositivo in posizione di ricezione.

— interruzione automatica della suoneria quando viene rilasciato il gancio che normalmente sostiene il radiotelefono in modo da evitare nel modo più pratico alla risposta, con il minimo di movimenti, il fastidio del trillo di chiamata.

2. - SCHEMA ELETTRICO

In fig. 3 è indicato lo schema elettrico del radiotelefono NEW FALCON da noi utilizzato. Nello schema è riportata una piccola aggiunta relativa alla presa a jack che alimenta il dispositivo di chiamata illustrato come schema elettrico in fig. 5. Questo è in pratica quindi lo schema del radiotelefono relativo alla posizione fissa di ascolto mentre il secondo radio telefono generalmente utilizzato da un operatore mobile è privo di questo dettaglio circuitale.

Ritornando al circuito di fig. 3 facciamo presente che in serie alla presa all'interno del radiotelefono è stato necessario inserire una piccola impedenza a radio frequenza realizzata con circa 30 spire di filo da 0,25 smalto avvolte sul corpo ceramico di una resistenza da 50 kΩ, 2 W.

Questa piccola impedenza si è resa necessaria per traslare il segnale di bassa frequenza senza che l'antenna a un quarto d'onda ridotta, cercasse di prolungarsi » sul cavetto di collegamento col dispositivo di chiamata. È risultato infatti nel corso delle prove, prima che fosse stata introdotta l'impedenza, che si aveva uno spostamento di frequenza tale da pregiudicare la stabilità del collegamento.

I radiotelefoni da noi scelti per le prove rispondevano abbastanza bene ad una serie di requisiti necessari, per il corretto funzionamento di un dispositivo di chiamata. E infatti:

— Dispongono di un notevole volume di bassa frequenza che permette loro di garantire una notevole uscita a bassa impedenza.

— Grazie al pulsante di commutazione a posizione stabile possono restare nella posizione di trasmissione senza che l'operatore debba continuamente premere il pulsante.

— Sono di costruzione pratica e robusta in quanto sprovvisti di microfono e realizzati a circuito stampato. Questi particolari permettono un minimo di dimensioni che facilitano il lavoro.

— Permettono una sensibile autonomia di funzionamento in quanto comportano un basso consumo con pile da 9 V di forte durata e di buona reperibilità.

— Permettono un buon raggio di azione. Il buon dimensionamento sia dell'antenna che della bobina di accordo relativa permette infatti delle buone caratteristiche di radiazione e captazio-

ne tali da garantire un buon funzionamento nonostante la ridottissima potenza di uscita a radio frequenza (5 mW).

L'accordo di antenna viene ingegnosamente realizzato con una sola bobina (L_1) che preleva il segnale dal collettore del transistor oscillatore e lo trasferisce con opportuno adattamento all'antenna a quarto d'onda. Questa rimane sensibilmente ridotta nella sua lunghezza pratica (circa 1,30 m. contro 2,5 teorici) per effetto della induttanza inserita là dove essa risuonerebbe prevalentemente di corrente.

La commutazione ricezione-trasmissione viene realizzata mediante un pulsante a posizione stabile (libero-ricezione e premuto-trasmissione) che funziona con arpionismo. Esso provvede:

— A variare le condizioni di reazione dell'oscillatore (che è di tipo Hartley) in modo da ottenere sia un buon effetto di reazione che un corretto accoppiamento d'antenna alla ricezione.

— A commutare l'altoparlantino microfono dall'avvolgimento del trasformatore di uscita all'emettitore del primo transistor di bassa frequenza.

— Ad inserire il primo transistor oscillatore nel circuito di modulazione nella posizione di trasmissione.

— A commutare infine il circuito di accordo dello stadio di alta frequenza in modo da garantire un funzionamento isoonda fra i due apparati. La taratura dell'apparato consiste in pratica quindi nella regolazione dei due compensatori che provvedono appunto in questo circuito alla sintonia ed alla isoonda.

L'alimentazione è ricavata da una pila a 9 V di tipo comune il cui circuito viene chiuso a massa solo quando l'antenna telescopica viene estratta dalla sua sede.

Il circuito è ridotto all'essenziale. L'artificio di impiegare l'altoparlante come microfono in trasmissione, elimina infatti il trasformatore microfonico normalmente adottato in tutti i radio telefoni.

L'impiego dei transistori ha permesso d'altra parte di ridurre notevolmente i consumi. Con 9 V di alimentazione infatti vengono assorbiti 16 mA in trasmissione ed 11 in ricezione. La potenza di uscita in ricezione è comunque tale da permettere buone condizioni di funzionamento anche con il radiotelefono distaccato dall'orecchio. Questo fatto unito all'accorgimento dell'arpionismo di tenuta del pulsante di comando può permettere in molti casi il pieno uso delle mani libere all'operatore. Data la potenza ridottissima di questi apparati ed il modesto raggio nominale di azione in banda 27 ÷ 30 MHz il Ministero delle Poste e Telecomunicazioni non richiede nessuna licenza o autorizzazione per l'uso in qualsiasi circostanza così come è precisato dalla Circolare n. XI-28747-218-DT emessa a suo tempo.

Il criterio di comando del dispositivo di chiamata è stato ricavato dallo spegnimento del fruscio di superreazione quando all'antenna ricevente perviene la radio frequenza emessa dall'apparecchio che esegue la chiamata.

In queste condizioni naturalmente il trasmettitore deve emettere una portante non modulata. Dovendo quindi effettuare la chiamata l'operatore co-

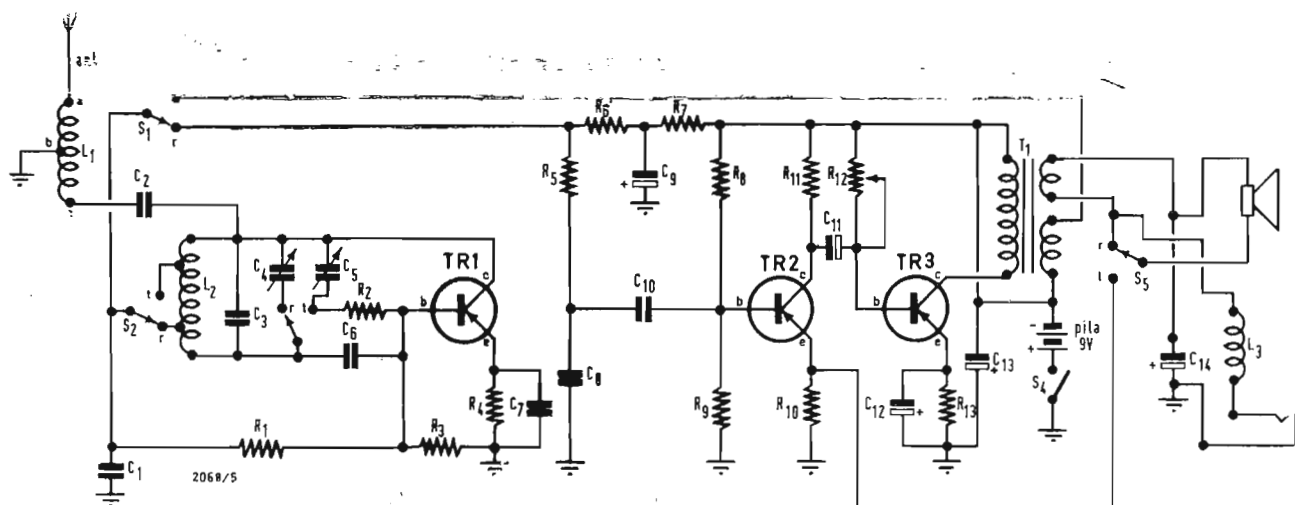



Fig. 3 - Schema di principio del radiotelefono New Falcon (seguono i valori).
Condensatori: C_1 = 10.000 pF; C_2 = 6,8 pF; C_3 = 33 pF; C_4 = compensatore (tipo Philips); C_5 = compensatore (tipo Philips); C_6 = 47 pF; C_7 = 10.000 pF; C_8 = 10.000 pF; C_9 = 10 μF - elettrolitico; C_{10} = 100.000 pF; C_{11} = 10 μF - elettrolitico; C_{12} = 10 μF - elettrolitico; C_{13} = 40 μF - elettrolitico; C_{14} = 10 μF - elettrolitico.
Resistenze: R_1 = 39.000 Ω; R_2 = 15.000 Ω; R_3 = 3.900 Ω; R_4 = 470 Ω; R_5 = 7.500 Ω; R_6 = 4.700 Ω; R_7 = 3.900 Ω; R_8 = 470.000 Ω; R_9 = 15.000 Ω; R_{10} = 68 Ω; R_{11} = 5.600 Ω; R_{12} = 0,5 MΩ (potenziometro semifisso); R_{13} = = 390 Ω.
Transistori: TR_1 = OC 170; TR_2 = OC 75; TR_3 = = OC 76.
Varie: S_1-S_2-S_3-S_5 = Commutatore a pulsante; Altoparlante reversibile; Antenna telescopica; Circuito stampato; Mobiletto-custodia; Pila da 9 V; T_1 = Trasformatore d'uscita; Bobine (L_1-L_2-L_3).

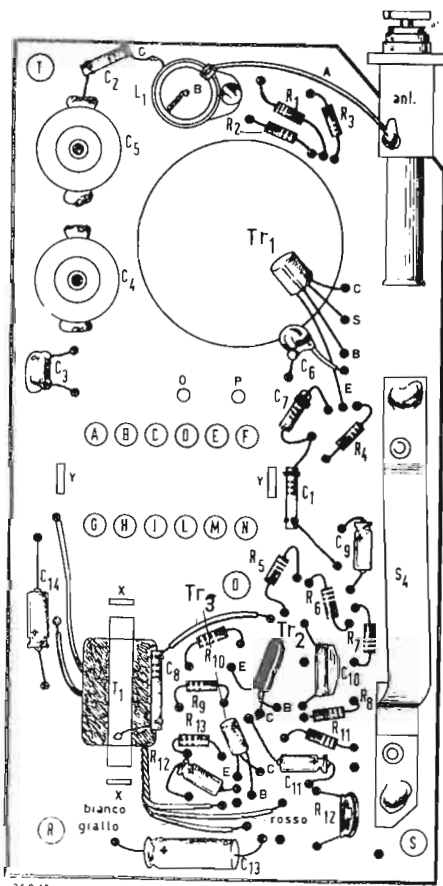



Fig. 4 - Disposizione dei componenti nel circuito stampato del radiotelefono NEW FALCON. La antenna è stata indicata in lunghezza inferiore al normale per permettere la visione dell'interruttore S_1

pre con la mano il microfono-altoparlante e preme il pulsante lasciandolo poi nella posizione di trasmissione. Nel ricevitore il segnale di superreazione si riduce praticamente a zero. Viene quindi a mancare al dispositivo di chiamata il segnale di bassa frequenza che manteneva attratto un relé di forte sensibilità. Con la caduta di questo relé viene inserita la suoneria di chiamata così come risulta dallo schema di principio di fig. 5. Come si vede si sono utilizzate due distinte batterie di alimentazione, una per la suoneria ed una per il dispositivo di chiamata. Entrambe restano asservite ai contatti azionati dal gancio del dispositivo. Quando, come indicato in fig. 1, l'apparato ricevente è appeso al gancio con il jack di collegamento inserito, viene data alimentazione al dispositivo di chiamata ed alla suoneria che non entra in funzione altro che su comando del relé, come già visto.

Quando, una volta che squilli la suoneria, l'operatore del posto fisso sgancia l'apparecchio, sfilando pure il jack di collegamento, viene tolta alimentazione a tutto il dispositivo.

Con questi accorgimenti si evita che per errore rimanga in funzione il dispositivo quando ciò non è richiesto, specie durante il trasporto ecc.

Le batterie adottate per il dispositivo e per la suoneria, sono di tipo a forte autonomia in modo da permettere il ricambio al minimo una volta ogni 6 mesi. È molto difficile quindi che quando si desidera porre in funzione il dispositivo di chiamata questo risulti scarico come batteria.

Si sono adottate due diverse batterie in quanto la forte richiesta di corrente impulsiva tipica del funzionamento della suoneria, tendeva a riportare nel circuito di bassa frequenza del dispositivo un segnale che qualche volta, durante la chiamata, riusciva a far attirare il relé. Il trillo della suoneria risultava così poco regolare.

Questo apparato si presta particolarmente al funzionamento con batterie di tipo miniaturizzato e stagno al nichel-cadmio che potrebbero venir alimentate in tampone nella stazione base alimentata in corrente alternata e resterebbero così sempre pronte per un servizio campale anche di lunga durata. Il dispositivo di chiamata si compone in pratica di uno stadio amplificatore di bassa frequenza che amplifica il fruscio di superreazione; a questo stadio, ne fa seguito un altro di rivelazione che a sua volta alimenta la base di un terzo stadio amplificatore in corrente continua. Quest'ultimo aziona il relé *A* che, con il suo contatto di scambio, aziona la suoneria quando il contatto del gancio resta chiuso per effetto del peso relativo al microtelefono che vi viene appeso.

Seguiamo il percorso del segnale. Dal jack esso viene prelevato dal ricevitore dall'avvolgimento di bassa impedenza che alimenta l'altoparlante-microfono e, attraverso alla piccola impedenza di blocco, perviene alla base di una OC71 preamplificatrice. L'accoppiamento viene realizzato mediante un condensatore elettrolitico da 25 μF. Due resistenze in serie provvedono alla polarizzazione di base mentre un gruppo RC collegato all'emettitore fornisce una polarizzazione fissa.

Il segnale così amplificato viene traslato allo stadio rivelatore a mezzo di un piccolo trasformatore con rapporto in discesa 2 a 1. Ai capi del secondario è stato disposto un condensatore ceramico da 2200 pF. Questo componente ha il compito di permettere il filtraggio della componente a 30 ÷ 50.000 Hz contenuta nel fruscio di superrigenerazione. Se questa componente che in parte è già ridotta come livello dagli stadi precedenti di bassa frequenza del ricevitore, non venisse eliminata dal

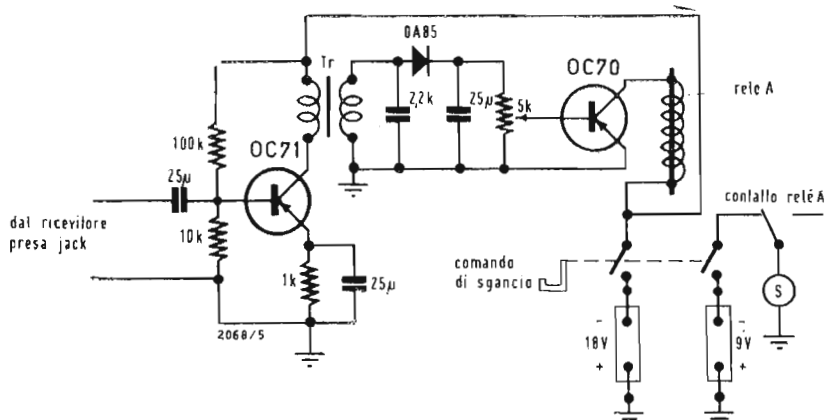



Fig. 5 - Schema di principio del dispositivo di chiamata con indicati i valori impiegati.

tutto, sarebbe impossibile ricavare un criterio di chiamata dalla scomparsa del fruscio di superrigenerazione per effetto, della ricezione di una portante non modulata; ciò poiché anche con questa portante sarebbe in ogni caso presente il livello relativo alla frequenza ultrasonica di interruzione.
Eliminato questo pericolo, con una OA 85, si provvede alla rivelazione della sola componente di bassa frequenza mentre un gruppo RC di 25 μF e 5 kΩ provvede al filtraggio.
Come è possibile notare dallo schema di fig. 5 un potenziometro da 5 kΩ permette di regolare la polarizzazione di base di una OC 70 in modo che, in assenza di segnale, la corrente di colettore permetta l'attrazione del relé con un margine di sicurezza di circa 1,2. Ciò per tenere conto delle possibile variazioni nella tensione di alimentazione per effetto dell'invecchiamento delle batterie. Il contatto di scambio del relé introduce alla caduta il criterio di chiamata nel circuito di alimentazione della suoneria. Detto circuito resta aperto non appena viene effettuato lo sgancio. La suoneria è del tipo normale da 9 V in corrente continua e permette un bello squillo che può essere interrotto, modulandolo a piacere, su diretto comando del pulsante che permette il passaggio dalla ricezione alla trasmissione, da parte del chiamante.
L'invio alternato del segnale di chiamata è consigliabile in quanto permette di ricevere nel più breve tempo possibile la risposta del chiamato, nell'intervallo tra una chiamata e l'altra.

3. - REALIZZAZIONE PRATICA

I pochi componenti relativi al ricevitore di chiamata sono stati montati, su di una basetta di bachelite di circa un millimetro di spessore. L'ancoraggio è stato realizzato mediante saldatura a terminali rivettati.
Questa basetta è stata poi fissata sul lato più basso di una scatola realizzata in lamiera traforata, chiusa nel lato a muro (vedi foto di fig. 1) da una basetta di legno.
Sulla basetta sono state fissate le batterie di alimentazione e di suoneria realizzate con l'accoppiamento di pile normali quadrate da 4,5 V, rispettivamente; quattro elementi per il circuito transistor e due elementi per la suoneria.
Il gancio è stato realizzato con del tubetto di rame da 4 millimetri di diametro; esso è stato imperniato da un lato a leva in modo da azionare per effetto del peso del microtelefono agganciato un tastino di tipo telefonico, a posizione instabile.
La molla di richiamo di questo tastino provvede in pratica al ritorno nella posizione di riposo del gancio stesso.
Dal lato inferiore della scatola è stato fatto uscire un cavetto schermato di circa 20 centimetri di lunghezza terminante in un jack miniaturizzato che viene collegato al ricevitore all'atto che il dispositivo di chiamata viene posto in funzione; esso viene invece sfilato quando l'utente chiamato, sganciando il radiotelefono, provvede alla risposta.

4. - RISULTATI CONSEGUITI

Il ricevitore di chiamata è stato provato con una coppia di radio telefoni New Falcon su lago in collegamento tra riva ed una barca a vela raggiungendo così un raggio di azione di circa 800 metri, in linea diretta di vista.
Successivamente è stato provato in città con parziale schermaggio di edifici in cemento armato. In queste condizioni si è realizzato un raggio massimo di azione della suoneria di circa 300 metri.
Naturalmente se si provvedesse alla utilizzazione al posto ricevente di una antenna tipo Ground-plane con cavo coassiale di raccordo si otterrebbero delle portate molto maggiori. Ciò però comporterebbe il completo rifacimento della messa a punto della isoonda e della sintonia degli apparati.
Non è stato necessario ritoccare il piccolo potenziometro che regola in ogni radiotelefono il livello della potenza di uscita, in quanto il segnale di bassa frequenza era più che sufficiente al comando del dispositivo.
Si è agito sulle viti di regolazione del relé *A* in modo da ridurre la corsa del relé e soprattutto da aumentare il traferro a relé attratto. In queste condizioni infatti la corrente di caduta risultava di ben poco discosta da quella di attrazione.
In pratica con il relé miniaturizzato utilizzato nel telecomando si aveva per 5 kΩ di avvolgimento attivo una corrente di 3 mA di attrazione e circa 2,4 di caduta.
Sono questi i dati che condizionano in pratica il campo di azione del telecomando.
Infatti man mano che aumenta la distanza, si riduce il livello del segnale trasmesso. Per conseguenza si fa sentire via via di più un residuo di fruscio di superreazione che tende a mantenere attratto il relé *A* anche quando il chiamante preme il pulsante nella posizione di trasmissione inviando la propria portante non modulata.
Sono quindi consigliabili dei relé in cui le condizioni di lavoro siano controllabili con vite micrometrica.
Sono praticissimi allo scopo nei relé Surplus in cui l'ancoretta fa da contatto centrale di scambio. Migliori risultati ancora si potrebbero ottenere impiegando dei relé polarizzati, ma si tratta di componenti di costo elevato di notevole delicatezza meccanica e con una portata come corrente di contatto insufficiente per gli scopi qui esaminati.
Siamo a disposizione di chi volesse tramite la redazione chiedere ulteriori particolari. *A*

Il sistema PAL di TV a colori illustrato con dimostrazioni presso la RAI-TV dall'autore W. Bruch

L'Europa vuole la TV a colori, ma non sa decidersi sul sistema standard da adottare. Questa incertezza ed i numerosi rinvii delle decisioni a futuri congressi internazionali non devono suonare confessione di immaturità, ma devono essere intesi come profondo senso della responsabilità dei tecnici di tutti i Paesi del vecchio mondo, i quali prima di apporre la firma ad un documento che diverrà legge e non potrà più essere sostituito, si preoccupano giustamente di vagliare tutte le possibilità che si presentano, per non arrischiare di trascurare il meglio e di adottare un sistema, del quale debbano subito dopo pentirsi.
Era logico che si dovesse rivolgersi al sistema NTSC già in servizio da oltre dieci anni in America e l'unico al mondo fino ad ora. Ma proprio perchè l'NTSC è stato messo al banco di prova rivelando inconvenienti di una certa gravità e non facilmente eliminabili, i tecnici europei non si sentono di adottarlo.
Due voci autorevoli si levano per risolvere la questione eliminando i difetti del sistema americano: la prima è quella del tedesco signor W. Bruch ideatore del sistema PAL (= Phase Alternative Line) della TELEFUNKEN di Hannover; la seconda è quella di Henry de France inventore del sistema SECAM (Sequentiel a Mémoire).
Il signor W. Bruch è venuto a Milano dove ha tenuto un'applaudita conferenza illustrante il suo sistema PAL, la sera (ore 21,30) del 17 giugno 1964 presso la sala del FAST (Federazione Associazione Scienze e Tecnica) di Piazza Morandi 2; l'indomani, cioè il 18 giugno, il signor Bruch ha effettuato esperimenti e dimostrazioni comparativi fra il PAL e l'NTSC, alle ore 10 presso la RAI-Radiotelevisione italiana, alla presenza dei migliori tecnici esponenti dell'industria radio e TV in Italia.
È pur vero che la scelta dello standard di TV a colori per l'Europa sarà il parto di un ennesimo congresso internazionale, ma noi abbiamo il dovere di ascoltare tutte le voci per farci un'opinione nostra e per partecipare preparati, con le idee chiare per sostenere a ragion veduta il sistema che abbiamo la convinzione sia il migliore.
Diciamo subito che le dimostrazioni col PAL sono state più che convincenti; il pregio essenziale è quello che la tinta dei colori riprodotti è indipendente dagli errori di fase in trasmissione, errori che si verificano nella pratica e che portano a falsamenti di tinte talvolta molto gravi. È facile comprendere che ciò semplifica e rende economici gli impianti di trasmissione, dove non occorrono onerose e molteplici compensazioni di fase. Il PAL non è un sistema completamente nuovo basato su teorie tutte sue, al contrario esso si appoggia per più del 90% all'NTSC di cui è un notevole perfezionamento correggendone i difetti manifestatisi in oltre dieci anni di esercizio. Perciò l'eventuale adozione del PAL non rappresenterebbe un salto nel buio, nel senso di rifiutare la via vecchia (secondo un noto proverbio) per abbracciare la via nuova (giusta lo stesso proverbio) ricca di incognite forse apportatrici di ben più grossi imprevedibili guai. Imputazione al PAL: maggior costo (rispetto all'NTSC) dovuto all'impiego di una linea di ritardo a ultrasuoni e maggiori complessità circuitali, difficoltà di messa a punto, irraggiungibile se certi componenti (trasformatori a due secondari) non sono costruiti con estrema precisione. I dubbi sono legittimi, ma la dimostrazione effettuata presso la RAI-TV li ha eliminati; circa il costo dei ricevitori si prevede che diminuirà coll'aumentare della produzione (forse i primi televisori in bianco e nero non costavano circa 400.000 lire?); le complicazioni non sono poi gravi se si pensa che i nuovi circuiti transistorizzati occorrenti per il PAL possono tutti essere raggruppati in una basetta a circuiti stampati di 19 × 15 cm (commutatori e linea di ritardo compresi). Un ricevitore PAL si ricava da un ricevitore americano per l'NTSC con la semplice aggiunta dell'accennata basetta; inoltre un semplice commutatore a 2 vie e due posizioni ed un interruttore consentono di adattare il ricevitore ai sistemi NTSC, PAL con linea di ritardo e PAL semplice senza linea di ritardo (quest'ultimo potrà interessare i ricevitori economici).
Riassumiamo qui di seguito il principio del PAL, che raggiunge l'insensibilità alle variazioni di fase e ai tagli di banda, conservando la modulazione in quadratura dell'NTSC e che trasmette un'informazione in ciascuna riga. La modulazione avviene secondo gli assi I' e Q' in quadratura. Considerando le righe successive $2n - 1$ e $2n$ di uno stesso reticolo (ricordiamo che si usa anche in TV a colori il sistema interlacciato 2 a 1), il PAL prevede in trasmissione la modulazione NTSC per la riga $2n - 1$, col risultato di ottenere il vettore di fase α: $F = I' \cos \omega_0 t + Q' \operatorname{sen} \omega_0 t$; per la riga immediatamente successiva $2n$, il segnale I' viene invertito di polarità nel modulatore in trasmissione, ottenendo il vettore: $F = (-I') \cos \omega_0 t + Q' \operatorname{sen} \omega_0 t$, cioè il vettore I' viene ruotato di 180° da $+I'$ a $-I'$; F è pure di fase α. E fin qui tutto bene anche coll'NTSC. Ma se avviene un errore di fase β che si somma ad α, la fase risultante $\alpha + \beta$ falsa le tinte col-

l'NTSC, ora interviene il PAL a effettuare una riflessione sull'asse $+Q'$, corrispondente a trasformare $+I'$ in $-I'$ anche in ricezione. Precisamente, coll'errore di fase β in trasmissione, si ha per la riga $2n-1$:
$F_\beta = (I' \cos\beta + Q' \operatorname{sen}\beta) \cos\omega_0 t + (-I' \operatorname{sen}\beta + Q' \cos\beta) \operatorname{sen}\omega_0 t,$
e non si fa alcuna variazione; per la riga $2n$:
$F_\beta = (-I' \cos\beta + Q' \operatorname{sen}\beta) \cos\omega_0 t + (I' \operatorname{sen}\beta + Q' \cos\beta) \operatorname{sen}\omega_0 t$
e si effettua anche in ricezione il ribaltamento dei vettori intorno all'asse $+Q'$, col risultato di ottenere il vettore:
$F_\beta = (I' \cos\beta - Q' \operatorname{sen}\beta) \cos\omega_0 t + (I' \operatorname{sen}\beta + Q' \cos\beta) \operatorname{sen}\omega_0 t = F(-\beta)$
di fase $-\beta$.
Sommando i due segnali (quello diretto della riga $2n-1$ e quello invertito della riga $2n$) e prendendo la media aritmetica, si ricava infine:

$$\frac{F_\beta + F_{(-\beta)}}{2} = \cos\beta\,(I' \cos\omega_0 t + Q' \operatorname{sen}\omega_0 t)$$

cioè ancora il segnale F originale senza tracce dell'errore di fase β. Il fattore $\cos\beta$ non influisce sulla fase del segnale risultante, ma è semplicemente un fattore di desaturazione, nel senso che l'ampiezza del vettore risultante è un poco minore di quella che si ha senza errore di fase ($\beta = 0$, cioè $\cos\beta = 1$).
Il modo di effettuare la inversione per riflessione è già stato da noi reso noto (vedi *l'antenna* febbraio 1964, n. 2). Inoltre il signor Bruch nella sua conferenza ha illustrato vari schemi di demodulatori o decodificatori per i ricevitori secondo il sistema PAL; di essi daremo ampie notizie nei prossimi numeri della nostra rivista.
Da sottolineare la flessibilità del PAL nei riguardi degli assi di demodulazione: variando semplicemente i valori di quattro resistenze si può demodulare a piacere secondo le coppie di assi I' e Q', $(R'-y')$ e $(B'-y')$ o x' e z'.
Verso la fine della sua conferenza il sig. Bruch ha parlato dei ricevitore « PAL perfetto » che fa uso di un oscillatore agganciatore non a quarzo pilotato da uno speciale burst spostato in fase di 57°; nel PAL perfetto si elimina la desaturazione dovuta al fattore $\cos\beta$ dell'ultima formula sopra riferita, desaturazione che può divenire molto grave se l'errore β è forte. Sperimentalmente modulando artificialmente di fase nel codificatore in trasmissione, provocando cioè errori fino a $\beta = 80°$, si è constatato che l'NTSC porta a immagini inaccettabili, il PAL normale con generatore a quarzo porta a far quasi sparire i colori, mentre il PAL perfetto (senza quarzo) dà una riproduzione inalterata del colore, da qui l'appellativo di « perfetto » di questo PAL che è l'ultimo grido nell'ambito della ricezione TV a colori.
Assicuriamo i nostri lettori che le previsioni teoriche del signor Bruch sono state tutte, senza eccezione né deviazione, confermate nel corso della dimostrazione presso la RAI-TV, e che abbiamo constatato de visu l'indiscutibile miglioria portata dal PAL al sistema americano; le immagini erano belle e i colori veramente naturali.
La questione economica (del resto non grave) per i ricevitori PAL potrà essere affrontata e risolta in seguito, ora interessa la miglior soluzione tecnica per garantire un servizio esente dai disturbi dell'NTSC, che hanno potuto essere eliminati proprio valendosi dell'esperienza con esso acquisita, attraverso il sistema PAL che può essere definito veramente geniale.
Abbiamo inizialmente accennato al sistema francese SECAM; anche per esso la RAI-TV effettua in alternativa (secondo un orario settimanale predisposto) coll'NTSC e col PAL, trasmissioni sperimentali. Il ricevitore SECAM è molto difficilmente ricavabile da un ricevitore per l'NTSC e richiede apparecchiature che le nostre industrie TV difficilmente possiedono, per cui fino ad ora non è stata accordata molta attenzione in Italia ad esso; tuttavia non mancheranno dimostrazioni di ricezione anche col SECAM, che abbiamo il dovere di considerare obiettivamente ed attentamente al pari degli altri due sistemi.
Ci asteniamo dal fare previsioni intorno a quella che sarà la scelta dello standard europeo per la TV a colori, perchè non spetta a noi e perchè è molto incerta; non è lecito estrapolare dalla scelta dello standard per la TV in bianco e nero; come è noto, dopo anni di discussioni, proposte, congressi, nel 1952 l'Italia aderì al sistema CCIR che altro non è che il sistema americano RMTA tradotto per 625 righe, risultato che molti esponenti del mondo tecnico davano per scontato.
(*a.n.*)

Dieci anni di TV commerciale in Gran Bretagna

Sono passati dieci anni da quando il Parlamento britannico decise di togliere alla BBC il monopolio virtuale delle trasmisssioni televisive creando l'ITA (Ente Televisione Indipendente) col mandato di organizzare « per il periodo di dieci anni, servizi di teletrasmissione, complementari a quelli della BBC ». Secondo le disposizioni della legge sulla televisione del 1954, l'ITA costruisce, possiede e gestice le proprie stazioni teletrasmittenti; ha la facoltà di scegliere e nominare i propri appaltatori che forniscono, con fondi propri, i programmi trasmessi da queste stazioni. Per ottenere il permesso di trasmettere i loro programmi a determinate zone, per tante ore al giorno, in giorni determinati, gli appaltatori devono pagare

all'Ente una somma. A loro volta, essi fronteggiano queste spese, come pure quelle per la produzione dei programmi, con gli introiti che imprese e istituzioni commerciali versano per la pubblicità inserita nei programmi.
In quest'attività si fondono quindi iniziativa privata ed ente pubblico, combinando intelligentemente libertà creativa e un controllo sufficiente a garantire un elevato livello morale e culturale dei programmi. Determinati tipi di programmi particolarmente costosi sono superiori alle possibilità finanziarie dei piccoli appaltatori; in molti casi del genere vengono create « reti » di società che dividono le spese di realizzazione del programma, la cui trasmissione copre determinate regioni britanniche (qualche volta l'intero territorio nazionale).
Le 15 società fornitrici di programmi sono a carattere regionale. I 22 trasmettitori dell'ITA servono attualmente il 96% della popolazione britannica.
Quando entrerà in funzione il secondo canale, l'Ente Televisione Indipendente avrà a disposizione una parte delle ore di trasmissione, ma si prevede che ci saranno difficoltà iniziali da superare. Durante i primi anni infatti il pubblico sarà limitato dal fatto che non molti televisori saranno pronti a ricevere trasmissioni a frequenza ultra alta su 625 linee, progettate per adeguarsi alle trasmissioni in Eurovisione. La produzione iniziale di televisori di nuovo tipo si aggirerà probabilmente su 1.500.000/2.000.000 di apparecchi all'anno. Dato che i fondi delle società appaltatrici provengono esclusivamente dalla pubblicità, le cui tariffe sono proporzionate all'estensione del pubblico, nei primi tempi una grande società appaltatrice potrebbe perdere parecchi milioni di sterline l'anno gestendo una stazione ITA a due canali. Inconveniente analogo si verificò comunque nel primo periodo di attività dell'ITA, e venne superato gradualmente con l'abituarsi del pubblico alla nuova fonte di programmi. *(o.m.)*

La televisione come mezzo educativo

Le teletrasmissioni per le scuole della BBC compiranno quest'anno i sei anni di vita. Iniziate nel '57, le trasmissioni televisive per le scuole in Gran Bretagna si sono affermate rapidamente come un ottimo mezzo di educazione visiva e sono attualmente usate in ampia misura dalle scuole per arricchire e integrare l'opera degli insegnanti.
La BBC iniziò i propri servizi per le scuole basandosi sui principi da tempo applicati nel suo radio-servizio per le scuole che continua tuttora. Nell'esperimento vennero impiegate le migliori risorse culturali e tecniche, col risultato che appena due anni dopo, nel '59, il Consiglio Trasmissioni per le Scuole pubblicò un rapporto decisamente positivo sull'attività svolta, consigliando di raddoppiare i programmi delle scuole prima del '61. Il Consiglio e la BBC operano insieme; il Consiglio formula la politica da seguire e la BBC si serve delle proprie risorse di esperienza, mezzi finanziari, attrezzature e personale per realizzare le richieste.
Nel '59 le scuole che seguivano i teleprogrammi educativi erano 850; attualmente il loro numero è di poco inferiore a 3.000. Le teletrasmissioni vengono impostate come complemento delle attività educative esistenti, non come surrogato. La BBC effettua ora 809 trasmissioni all'anno per le scuole; programmi e orari vengono elaborati in collaborazione con le autorità scolastiche.
Anche la Televisione Indipendente iniziò nel '57 una serie di teletrasmissioni per le scuole, affrontando difficoltà finanziarie non indifferenti, in quanto nessun programma scolastico contiene pubblicità, è seguito o preceduto da pubblicità. Oggi la Televisione Indipendente trasmette 13 diversi programmi per le scuole di tutta la Gran Bretagna e le scuole abbonate sono 4.000. Ognuna delle compagnie produttrici ha un proprio Comitato Trasmissioni per le Scuole, di cui fanno parte rappresentanti delle autorità scolastiche. *(o.m.)*

Satelliti per comunicazioni

Il Ministero britannico delle Poste va cooperando con la NASA e le autorità francesi per le telecomunicazioni a un programma per le prove di un sistema di comunicazione transatlantico mediante satelliti. Il Reale Stabilimento Radar di Malvern ha ricevuto segnali riflessi da ECHO, il primo satellite passivo per comunicazioni della NASA. Una stazione a terra a Goonhilly Downs, in Cornovaglia, è stata usata insieme a una stazione francese per ricevere e trasmettere segnali telefonici, telegrafici e televisivi attraverso l'Atlantico, usando i satelliti *Telstar* e *Relay* lanciati dalla NASA nel 1962 e 1963. Una conferenza del Commonwealth sulle comunicazioni a mezzo satelliti è stata tenuta a Londra nel marzo 1962, e discussioni vanno procedendo tra i membri dell'ELDO sull'eventuale cooperazione con gli Stati Uniti in un sistema globale di comunicazioni a mezzo satelliti. L'obiettivo del Governo britannico, come dichiarato dal Ministro delle Poste il 28 febbraio scorso, è la creazione di un sistema mondiale di comunicazioni a mezzo satelliti in associazione con gli Stati Uniti, il Commonwealth e paesi europei ed altri.
L'operazione di seguire con mezzi ottici i satelliti, svolta da astronomi dilettanti nelle loro case, viene coordinata dal Satellite Prediction Centre a Slough, annesso alla Stazione di Ricerche Radio. Tale operazione viene anche svolta dalla stessa Stazione di Ricerche Radio e dai radio-telescopi di Jodrell Bank e del Reale Stabilimento Radar di Malvern. *(n.b.)*

Si prevede la costituzione di una commissione per lo studio di nuovi criteri di gestione degli organismi di ricerca scientifica

Il 13 maggio, u.s., alla presenza del Ministro per la ricerca scientifica e tecnologica, Senatore Carlo Arnaudi, e sotto la presidenza del Professor Antigono Donati, Presidente dell'ISLE, ha avuto luogo, presso lo stesso ISLE, una riunione preliminare allo scopo di esaminare i vigenti criteri di gestione degli organismi di ricerca scientifica e di indicare le direttive generali cui essa dovrebbe ispirarsi al fine di riuscire efficace e nello stesso tempo tale da non intralciare l'attività di ricerca.
Alla riunione hanno partecipato il Presidente del Consiglio Nazionale delle Ricerche, Polvani; il Presidente di Sezione del Consiglio di Stato, Roehrssen; il Consigliere di Stato, Piga; il Consigliere della Corte dei Conti, Di Stefano; il Ragioniere generale dello Stato, Marzano: il Direttore generale del Tesoro, Stammati; i Presidi delle Falcoltà romane di Medicina, Cimmino; di Scienze matematiche, Onorato; di Ingegneria, Neri; i professori ordinari di diritto amministrativo, Resta e Galateria, il Presidente dell'ANPUR, Prof. Pincherle.
Nella riunione sono stati esaminati gli aspetti del problema e predisposto il programma di lavoro, prevedendosi la costituzione di una apposita Commissione nonchè di gruppi di lavoro per l'elaborazione di particolari criteri nell'ambito di ciascun settore.
Precedentemente, nello stesso giorno, si era riunita, su iniziativa del Ministro per la ricerca scientifica e tecnologica, Arnaudi, una Commissione di cui fanno parte rappresentanti dei Ministeri della Pubblica Istruzione, del Tesoro, dell'Agricoltura e Foreste, delle Poste, della Sanità, della Riforma della Pubblica Amministrazione, dell'Industria e Commercio, del Consiglio Nazionale delle Ricerche, del Comitato Nazionale Energia Nucleare, per lo studio dello stato giuridico ed economico del personale di ricerca. *(i.s.)*

Elaboratori elettronici per le basi di lancio del volo spaziale umano

Le varie basi di lancio per il volo spaziale umano, amministrate dall'Ente del Governo degli Stati Uniti per le ricerche spaziali (NASA), avranno per la prima volta a disposizione elaboratori elettronici per collaborare con i controllori dei voli nell'impegnativo compito di tenere testa alla massa di dati provenienti dalle capsule Gemini (con pilota) e Agena (senza pilota).
Il contratto, che è in corso di perfezionamento tra la Divisione Univac della SPERRY RAND CORP. e la NASA, prevede la consegna entro il mese di luglio 1964 di undici elaboratori elettronici Mod. 1218 Univac alla rete di basi di lancio per il volo spaziale umano. La SPERRY RAND si è aggiudicata tale fornitura in concorrenza con altre 5 case costruttrici.
Gli elaboratori Univac 1218 raccoglieranno automaticamente le comunicazioni spazio-terra e predisporranno i dati per le ulteriori elaborazioni da parte di elaboratori localizzati presso le due basi di Greenbelt, nel Maryland, e di Houston, nel Texas. In passato, durante i voli spaziali umani realizzati nel programma « Mercury », i controllori dei voli presso le basi di lancio selezionavano e raccoglievano manualmente tutti i dati significativi sui voli. I dati forniti dagli elaboratori verranno trasmessi al Centro di controllo e consentiranno ai controllori di selezionare ed esaminare determinati tipi di informazioni spaziali in « real-time » (senza ritardo).
Gli elaboratori saranno dislocati presso le basi di Cape Canaveral (ora Cape Kennedy), delle Bermude, delle Canarie, di Corpus Christi (Texas), di Guaymas nel Messico, di Kauai nelle Hawai, di Carnarvon in Australia, di Wallops Island (Virginia) e di Greenbelt (Maryland), nonchè sulle due unità navali adibite a basi di lancio per il volo spaziale « Roseknot Victory » e « Coastal Sentry ». *(i.s.)*

Una sonda elettronica per microanalisi all'Università di Toronto

La Facoltà di Metallurgia dell'Università di Toronto ha recentemente istallato un nuovo impianto di microanalisi. Donazioni di tre Organizzazioni di ricerca hanno finanziato infatti l'acquisto di una sonda elettronica per microanalisi PHILIPS dal costo di 75 milioni di lire sterline.
Questo microanalizzatore può scoprire il numero e la quantità degli elementi presenti in campioni le cui dimensioni variano da uno a 200 micron. Un capello umano, ad esempio, ha il diametro di circa 50 micron.
Il Dr. William Winegard, docente di metallurgia all'Ateneo canadese, ha dichiarato in occasione dell'entrata in funzione dell'apparecchiatura, che l'accurata misurazione degli elementi basilari è essenziale nel caso che debbano essere sviluppati nuovi materiali o quando bisogna perfezionare quelli esistenti. « Le ricerche che noi effettuiamo — ha detto lo studioso — portano poi ad importanti applicazioni. Ad esempio una grande percentuale dei componenti creati per i programmi spaziali viene respinta perchè le leghe metalliche non sono omogenee ed uniformemente mescolate. Le nostre ricerche potranno fornire informazioni che aiuteranno a risolvere questo problema ».
La sonda elettronica per microanalisi è data dalla combinazione di un microscopio e da uno spettrografo a raggi X. Gli elettroni messi a fuoco sulla superficie del campione analizzato eccitano i raggi X che sono caratteristici per ciascuno elemento presente. *(n. ph.)*

La MARCONI INSTRUMENTS LTD., St. Albans, annuncia un nuovo convertitore, che estende il campo di misura dei contatori Marconi della serie TF 1417 fino a 510 MHz.
Il nuovo apparato comprende due unità. L'unità basica TF 2400 estende le misure di frequenza fino a 110 MHz. La frequenza del segnale in entrata può essere compresa fra 20 kHz e 110,5 MHz e la sensibilità dell'entrata è di 10 mV eff. I segnali nella gamma da 20 kHz a 10,5 MHz sono amplificati migliorando così la sensibilità del contatore. Per segnali sopra i 10 MHz si impiega una tecnica ad eterodina, secondo la quale il segnale da misurare è mescolato con una armonica di 10 MHz, cosicchè la risultante frequenza differenza è inferiore a 10 MHz e può essere misurata dal contatore.
Sebbene lo strumento sia soprattutto concepito per il funzionamento a larga banda, vi è modo di sintonizzarlo sulla frequenza dei segnali in entrata, la corretta sintonia essendo indicata dalla deviazione massima di uno strumento di misura; quest'ultimo è anche impiegato per indicare quando si abbia dal convertitore un livello sufficiente a fare funzionare il contatore. Un ondametro è inoltre incorporato nell'unità in modo da potere ottenere una indicazione approssimativa della frequenza incognita.
Il TM 7164 serve a coprire la gamma da 100 a 510 MHz, con entrate anche di soli 100 mV. Il principio di questa unità è simile a quello del TF 2400, salvo che il segnale in entrata viene mescolato con una conveniente armonica di 100 MHz.
Il TF 2400 è fornito in una custodia di larghezza intera insieme con un pannello nudo. L'installazione del TM 7164 può essere effettuata agevolmente dall'acquirente qualora questa unità sia comprata in epoca successiva.
Viene fatto uso esclusivo di semiconduttori e cablaggi stampati.

notiziario industriale

dott. ing. Antonio Contoni

Nuova telecamera ad alta sensibilità e capacità di accumulo*

Si possono ottenere notevoli vantaggi usando una telecamera particolarmente progettata per la rivelazione di immagini ottiche deboli. Questi vantaggi sorgono dalla maggior sensibilità quantica e dall'assenza di errore di reciprocità nell'effetto fotoelettrico in confronto alla fotografia e dal fatto che l'uscita è nella forma di un segnale elettrico, in condizioni ideali per applicazioni in trasmissione o in elaboratori elettronici.
Evidenti campi di applicazione sono: astronomia, ricerche spaziali e la fisica medicale; nel campo astronomico, l'uso della tecnica per estendere la portata di telescopi esistenti era stato già proposto da Mc. Gèe (1).
Molti tentativi sono stati fatti per usare telecamere in astronomia (2), ma non sono stati sufficientemente coronati da successo per meritare un ampio uso di questa tecnica.
Nelle ricerche spaziali un'opportuna telecamera permetterebbe di fare lunghe esposizioni a radiazioni visibili o di altro tipo, l'immagine essendo immagazzinata finché diventi conveniente per essere trasmessa alla base con una facile lettura.
I tubi da presa per televisione esistenti non sono adatti, perché sono incapaci di accumulare per periodi superiori a pochi secondi. Quello che si richiede è una telecamera di alta sensibilità capace di integrare un'entrata luminosa debole per un lungo periodo, di accumulare questa immagine integrata per un tempo apprezzabile senza deterioramento; infine l'immagine dovrebbe essere letta in un solo periodo di quadro televisivo.
È stato costruito un tubo, che sembra presentare tutte le caratteristiche richieste; esso ha una sensibilità che è molto favorevole in confronto ai migliori tubi da presa televisivi attualmente esistenti, è capace di accumulare un'immagine di cariche per molte ore senza deterioramento, la sua capacità di accumulo di carica può essere regolata in fabbrica per conseguire l'applicazione prevista; esso non presenta apprezzabile persistenza di immagine o ritardo, che è invece una caratteristica indesiderabile dei tubi da presa televisiva, che hanno una capacità della piastrina troppo grande o che sono provvisti di strati fotoconduttivi.
La costituzione del tubo è indicata in fig. 1. L'immagine luminosa è messa a fuoco sul fotocatodo (1). L'immagine fotoelettronica così prodotta viene poi accelerata e focalizzata per mezzo di un campo elettrico uniforme formato da anelli metallici (2) e da un campo magnetico uniforme prodotto dal lungo solenoide (3). Questi fotoelettroni sono accelerati con energia dell'ordine di 5 ÷ 7 k e V e raggiungono un elettrodo mosaico speciale (piastrina) (4).
La particolarità nuova del tubo è l'impiego di un elettrodo piastrina consistente in una sottile piastra del segnale conduttrice sulla quale è depositato, sulla faccia opposta a quella rivolta al fotocatodo, uno strato spugnoso di materiale fortemente isolante. La fig. 2 è una sezione trasversale di questo speciale elettrodo. Esso consta di uno strato di ossido di alluminio di spessore circa 500 Å, che serve come una membrana di supporto per una piastra del segnale di uguale spessore e pure di alluminio. In questa piastra è depositato uno strato spugnoso di cloruro di potassio. Lo strato spugnoso viene prodotto per evaporazione dell'isolante in presenza di un gas inerte, in modo che aggregati di atomi dapprima raggiungono la piastra, poi formano uno strato spugnoso di densità molto minore e di costante dielettrica minore di quella del materiale solido. In un generico tubo la densità dello strato spugnoso può essere dell'ordine del 3% del solido e lo spessore dello strato va da 5 a 10 μ. La tecnica è analoga a quella seguita dal Goetze (3) per la preparazione di pellicole per intensificatori di immagine di trasmissione per emissione secondaria.
Poiché la densità di questo strato è molto bassa, elettroni con energia dell'ordine di 5 k e V sono capaci di penetrare in esso e costituiscono una carica positiva per trasmissione di emissione secondaria. Gli elettroni secondari sono raccolti da una rete positiva (5). Dato lo spessore relativamente grande dello strato spugnoso, la capacità fra la superficie di detto strato e la piastra del segnale conduttrice è bassa rispetto a quella di un tubo a strato solido. Perciò l'indesiderabile «ritardo» capacitivo, che si verifica in tali tubi, è eliminato.
Si può controllare la capacità durante la formazione dello strato, variando o la densità, o lo spessore, o entrambi per ottenere la capacità di accumulo ideale per una data applicazione del tubo.
L'immagine di cariche positive può essere conservata su tali strati per ore, senza deterioramento e può essere letta analizzando la superficie dello strato ortogonalmente con un pennello elettronico a bassa velocità emesso da un cannone elettronico (6). Nel presente tubo il segnale è ricavato dalla piastra del segnale conduttrice. Il segnale potrebbe anche essere ricavato raccogliendo il pennello di ritorno, dopo che ha analizzato la faccia isolante della piastrina, nel qual caso sarebbe vantaggioso moltiplicare il fascetto di ritorno per mezzo di un moltiplicatore elettronico come nell'orticonoscopio a immagine. Questa amplificazione porterebbe a un rapporto segnale/disturbo, che sarebbe determinato essenzialmente dalla rumorosità per effetto shot del pennello scandente e sarebbe indipendente dalle rumorosità dell'amplificatore. Il rapporto segnale/rumore sarebbe, inoltre, migliore di quello di un orticonoscopio a immagine, perché, al contrario dell'orticon a immagine, qui non c'è la griglia davanti alla piastrina per intercettare gli elettroni primari. Così, il guadagno di carica dello strato spugnoso è 7 in confronto a quello posto uguale a 5 dell'orticonoscopio a immagine. Infine, il maggior miglioramento è dovuto alla molto più grande capacità di accumulo di carica del nuovo tubo. È conveniente adottare per essa circa 1000 o 2000 pF, cioè almeno 10 volte la capacità della piastrina dell'orticonoscopio a immagine (4).
Ancora, anche senza questo perfezionamento, la prestazione del tubo è eccezionale. Il tubo sperimentale ha la capacità della piastrina e il dispositivo di estrazione del segnale simili a quelli di un tubo da presa C. P. S. Emitron; è allora interessante confrontare queste camere facenti uso di identici amplificatori di testa. Si è trovato che il nuovo tubo produce un segnale bianco di uscita di punta sette volte maggiore di quello di un Emitron C. P. S. a parità di illuminazione e di sensibilità del fotocatodo. Il tubo sperimentale è

(*) Dalla rivista inglese *Nature*; R. S. Filby, S. B. Mende, M. E. Rosenbloom e N. D. Twiddy: A new television camera, intended for scientific applications, having a very high sensitivity and good storage properties, febbraio 1964, pag. 801.

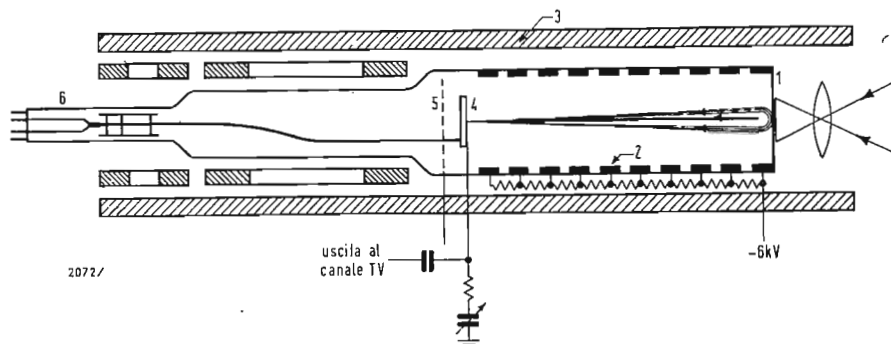



Fig. 1 - Nuovo tubo generatore di segnali di televisione. L'immagine ottica di entrata è proiettata sul fotocatodo (1). I fotoelettroni vengono inviati sulla piastrina (4), che viene analizzata sulla faccia opposta con un pennello di elettroni a bassa velocità generato da un proiettore elettronico (6).

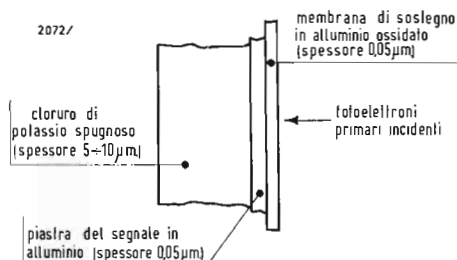



Fig. 2 - Sezione trasversale dell'elettrodo piastrina (4).

Fig. 3 - Variazione del guadagno di carica nello strato spugnoso della piastrina, col potenziale della piastra del segnale. Il guadagno è 7 per zero volt attraverso lo strato (potenziale della piastra del segnale-potenziale del catodo).

stato messo in condizioni di lavoro tali da presentare un guadagno di emissione secondaria di circa 7 in queste prove, perciò il risultato era da attendersi, perché l'Emitron C. P. S. non ha moltiplicazione per emissione secondaria.

Il tubo ha la risoluzione limite di 13 coppie di righe/mm. La risoluzione è attualmente limitata parzialmente a motivo che l'attuale sezione di scansione è identica a quella dall'Emitron C. P. S. ed era stata progettata per analizzare una piastrina più grande di quella del tubo presentemente usato, e parzialmente per la interazione fra gli elettroni primari nella sezione dell'immagine e i campi di scansione, dovuta a schermaggio insufficiente. Per le successive versioni si è proposto di usare un sistema di scansione del tipo adottato per le telecamere equipaggiate con vidicon, il che migliorerà la risoluzione.

Nell'orticonoscopio a immagine, l'inevitabile penetrazione del campo di scansione nella sezione immagine ha l'effetto di una perdita di risoluzione, ma questo effetto dovrebbe essere molto minore nel nostro tubo, perché l'energia dell'immagine elettronica nella sezione immagine sarà almeno un ordine di grandezza superiore.

Se si mantiene una differenza di potenziale ai capi dello strato dielettrico spugnoso, si può fare uso della conduttività indotta dal bombardamento elettronico per incrementare la moltiplicazione nello strato.

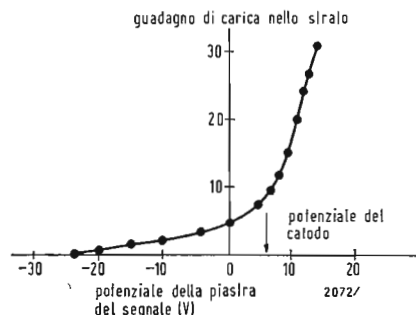
La superficie isolante dello strato è stabilizzata al potenziale del catodo, quindi la d. d. p. attraverso lo strato può essere variata, variando convenientemente il potenziale della piastra del segnale. La variazione della moltiplicazione col potenziale della piastra del segnale è indicata in fig. 3. Una prestazione soddisfacente si può ottenere con tensioni relativamente basse che danno una moltiplicazione di circa sette, ma, con gli strati attuali, aumentando la tensione attraverso lo strato per ottenere guadagni di 20 o più, compaiono punti bianchi imputabili alle cavità nello strato. In queste condizioni il tubo non è adatto a immagini televisive o a campi stellari, ma si potrebbe ben usare per applicazioni scientifiche riguardanti la rivelazione di oggetti molto più grandi della dimensione del punto immagine.

La corrente del segnale di uscita è proporzionale all'illuminazione di entrata, cioè il gamma (γ) è l'unità. Quando è fatto funzionare come un tubo da presa televisivo, il tubo è capace di sopportare sovraccarichi persistenti di illuminazione pari a 8 volte l'entrata corrispondente al segnale bianco di punta, prima che la piastrina tenda a stabilizzare il potenziale anodico. Ciò può non essere opportuno per certi lavori in televisione. In un'applicazione scientifica comportante una lunga esposizione per rivelare oggetti oscuri in mezzo ad altri brillanti, l'aumento del potenziale sullo strato dovuto alle sorgenti brillanti può essere limitato conservando la rete ad un potenziale inferiore a quello del primo incrocio di emissione secondaria.

Il dispositivo può naturalmente essere usato per la rivelazione di radiazioni infrarosse, ultraviolette ed X sostituendo il fotocatodo di cui ora è provvisto con una combinazione di fotocatodi o fosforo/fotocatodi sensibili a queste radiazioni insieme con un'opportuna apertura terminale.

BIBLIOGRAFIA

1) Mc Gee, J. D. J. Roy, « Soc. Arts, C., » 329 (1952); « Astronomical Optics », edit. da Kopal, z., 205 (1956).

2) Randall, R. P., « Adv. Electronics and Electron Phys. », 12, 219 (1960. Gebel, R. K. H., e Devol, Lee, *ibidem*, 12, 195 (1960), Hynek, J. A., Barton, G. Alkens, R. e Powers, W., *ibidem*, 16, 409 (1962), De Witt. jun., J. H., *ibidem*, 16, 419 (1962). *A*

F. B.

Centro francese di studi e di ricerche sull'affidamento

Il grado di affidamento è determinante in elettronica: si calcola, per esempio, che il complesso dei servomeccanismi di una capsula spaziale abbia al presente solo il 22 $^0/_0$ di probabilità di funzionare per dieci giorni consecutivi senza inconvenienti.

Fig' 1 - Veduta dell'interno di una stufa per la prova di funzionamento di lunga durata dei semiconduttori; in ogni stufa si trovano 6 telai che possono sostenere 100 pezzi ciascuno.

IL GRADO di affidamento o,più semplicemente, l'affidamento di un componente o di un dispositivo costituito da un insieme di componenti, è un concetto di cui si parla da tempo, specie nel campo elettronico e in particolare quando ci si riferisce a ordigni spaziali. L'espressione di affidamento è di solito usata in modo generico per definire una caratteristica dei componenti, che viene richiesta in limiti sempre più severi: la sicurezza di funzionamento o tempo medio di durata di un componente prima che esso si guasti; ôfinora per ben poche indicazioni numeriche sono state fornite su misure di affidamento di componenti, e quasi sempre con riferimento a condizioni funzionali teoriche che sono solo una semplificazione delle condizioni pratiche di esercizio.

La necessità di progredire nella definizione del concetto di affidamento e delle sue relazioni con i metodi di fabbricazione e di esercizio, e di indagare sulle possibilità di stabilire metodi di misura omogenei, ha indotto il Governo francese ad assegnare alla « Délégation Générale à la Recherche Scientifique et Technique » il compito di creare una organizzazione di studio e di ricerche che agisca come « Centro per l'affidamento »; una parte dei fondi messi a disposizione è destinata a contratti di ricerche da affidare a laboratori di Università, di Amministrazioni tecniche e di industrie.

Questo Centro dovrà essere innanzi tutto una agenzia di informazioni con il compito di raccogliere i risultati delle prove ottenuti dalle industrie e dalle Amministrazioni tecniche, per rielaborarli in una forma omogenea e ridistribuirli in questo modo a tutti gli interessati. Organo ufficiale del Centro sarà la rivista « Fiabilitè » che fornirà periodicamente notizie sui risultati degli studi e delle ricerche del Centro stesso e di simili laboratori stranieri.

Fig. 2 - Veduta parziale della batteria di stufe per la prova di funzionamento dei semiconduttori a 25 °C o a 55 °C (Usine de St-Egrève); i pezzi sono prelevati e misurati unitariamente dopo 0, 250, 500, 1000 e eventualmente 2000 e 5000 ore di funzionamento.

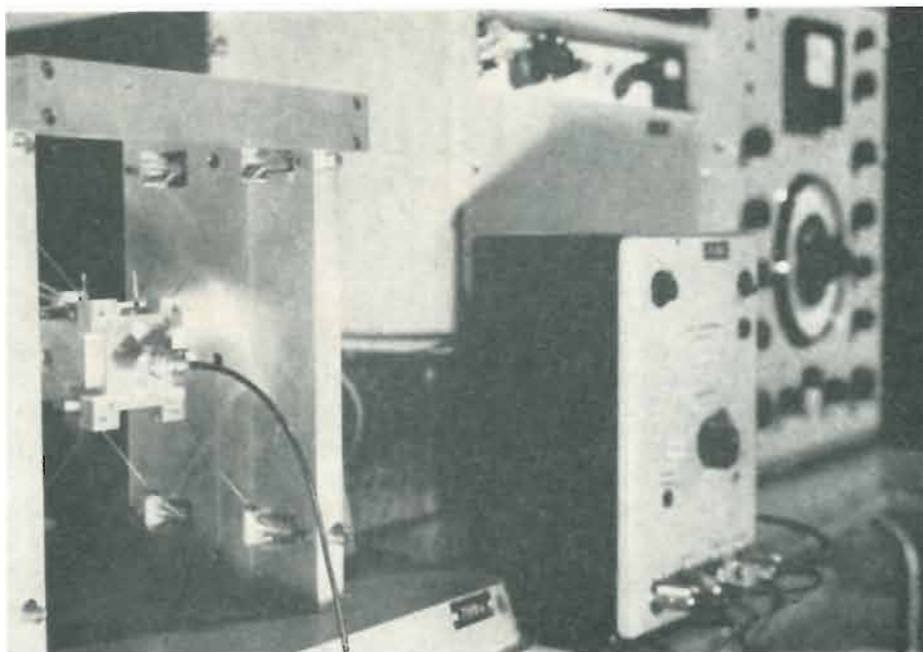



Fig. 3 - Banco di prova per le vibrazioni dei semiconduttori; questo banco provoca delle vibrazioni di frequenza variabili da 50 a 2000 Hz, e ad accelerazione costante. In primo piano si nota l'equipaggiamento mobile la cui sospensione particolarmente studiata permette di evitare ogni vibrazione parassita; questo equipaggiamento mobile è comandato da un amplificatore che libera un segnale elettrico sinusoidale convertito in segnale meccanico. L'insieme è comandato: l'accelerazione dell'equipaggiamento mobile viene misurata in ogni istante da un misuratore di accelerazione (in primo piano a sinistra).

L'affidamento di un componente dipende da molti parametri: di natura intrinseca al componente stesso (materiale, metodo di fabbricazione, invecchiamento naturale, ecc.) e di natura estrinseca (ambiente, sollecitazioni di funzionamento: temperatura, tensione, ecc.); compito del Centro sarà anche quello di stabilire condizioni normalizzate di misura dell'affidamento e procedure di prova il più possibile rapide. Una delle difficoltà maggiori delle prove dei componenti è dovuta al fatto che occorre in genere isolare il componente dal sistema completo. Ora, se è certamente possibile simulare la maggior parte delle condizioni di funzionamento, rimane un parametro che non si presta a semplificazioni: il tempo reale, durante il quale un componente deve rimanere in servizio e la cui lenta azione non può essere assolutamente riprodotta in scala abbreviata. Il Centro dovrà perciò provvedere anche alla raccolta di dati statistici e di risultati di misure eseguite direttamente in esercizio.

Come primo passo sulla via della collaborazione con altri Enti, il Centro ha commesso quattro incarichi di studio ad altrettante ditte fabbricanti di componenti: uno studio sull'influenza dello stato della superficie nel deterioramento dei transistori, uno studio sperimentale sull'affidamento di un transistore legato, uno studio generale dei parametri fisici influenzati dai differenti processi di invecchiamento, e infine l'influenza delle condizioni di fabbricazione sull'invecchiamento delle ferriti. Lo studio dei fenomeni basilari che sono all'origine dell'alterazione dei componenti nel tempo e dei guasti alle apparecchiature che ne conseguono, quale è lo studio intrapreso dal Centro con i costruttori di componenti elettronici, può essere utile per due motivi. Infatti la conoscenza dei fenomeni consentirà di attenuare gli effetti negativi sul comportamento dei componenti, modificandone i sistemi di fabbricazione, e se questo non è possibile le conoscenze acquisite permetteranno almeno di ricavare dati per le misure di affidamento. Un esempio: il numero di guasti cresce in funzione della temperatura con una legge di tipo esponenziale, per cui provando ad una temperatura maggiore di quella ambiente si potrà contare un certo numero di guasti, ed avere perciò una informazione statisticamente valida, anche entro un breve lasso di tempo; i risultati potranno essere trasposti riferendoli alla temperatura ambiente e in definitiva si sarà ottenuto il risultato voluto (numero di guasti a temperatura ambiente) risparmiando nel tempo di prova. *A*

S. Danella

Situazione odierna e tendenze future dei sintonizzatori UHF*

Un sintonizzatore UHF comprende generalmente un oscillatore a tubo elettronico, un diodo mescolatore al silicio 1N82A e un preselettore RF a doppio accordo. Vengono discusse le varie fasi di sviluppo che portano al presente progetto compresi altri tipi di progetti dell'oscillatore e del preselettore. Vengono trattati i nuovi tubi e i nuovi transistori, disponibili quali oscillatori UHF. Vengono descritti due nuovi sintonizzatori UHF che impiegano oscillatori a transistori. Vengono descritti dei progetti europei per il selettore UHF, con un amplificatore RF e un convertitore, e confrontati con i tipi costruiti in USA.

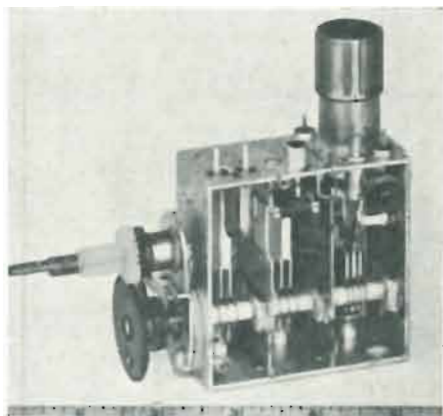



Fig. 1 - Sintonizzatore UHF modello 204, ancora in produzione.

1. - INTRODUZIONE

Come risultato della legislazione degli S.U., sostanzialmente tutti i televisori fabbricati dopo il 30 Aprile 1964, saranno in grado di ricevere 82 canali; 70 UHF in aggiunta ai 12 VHF. C'è da considerare che nel 1962 meno del 10% dei televisori costruiti negli S.U. erano equipaggiati per ricevere l'UHF. Perciò i costruttori dei televisori, per effetto di questa nuova legge, hanno visto passare l'UHF da una posizione di minore importanza ad una di maggiore importanza. I progettisti devono ora affrontare il problema della sintonizzazione in UHF alla luce delle nuove condizioni commerciali e tecniche venute a crearsi.

Nonostante che l'avvento della ricezione in UHF non sia stato il principale avvenimento in televisione, considerevoli progressi sono stati compiuti durante la passata decade, con il risultato che oggi il sintonizzatore UHF permette una buona selettività, poche perdite d'inserzione, buona stabilità, buon grado di affidamento e basso fattore di rumore.

Non c'è dubbio che tali tipi di sintonizzatori siano capaci di permettere prestazioni soddisfacenti; come è stato dimostrato dagli esperimenti UHF recentemente portati a termine a New York dalla Federal Communications Commission (FCC).

Nelle prove della FCC, i ricevitori furono usati, in un certo senso, come misuratori di intensità di campo; quindi dal punto di vista del sintonizzatore, le caratteristiche fondamentali dei ricevitori erano sensibilità e il rapporto segnale/rumore. Naturalmente questi parametri sono di primaria importanza in un televisore. Ci sono tuttavia delle altre caratteristiche nei sintonizzatori che meritano attenta considerazione da parte dei progettisti di ricevitori, a causa dei loro effetti sulla prestazione, sulla accettazione da parte dei consumatori e sulla economia di fabbricazione. Alcune di queste prestazioni assumono un maggiore significato alla luce delle nuove condizioni. Per esempio una più alta densità di ricevitori UHF operanti, potrebbe ragionevolmente creare la necessità di ridurre gli standard di radiazione degli oscillatori. Inoltre con l'espansione pianificata dell'uso dei ricevitori per tutti i canali, è inevitabile che una grande percentuale di consumatori faccia il confronto fra le prestazioni in UHF e quelle in VHF. Dove le caratteristiche dei ricevitori UHF, sono inferiori a quelle dei ricevitori VHF, si dovrà studiare seriamente il problema per eliminare o ridurre queste differenze.

Dal punto di vista commerciale, una questione di vitale importanza riguarda la progettazione del meccanismo di accordo del sintonizzatore UHF e la sua presentazione. In altre parole, sarebbe estremamente desiderabile poter sintonizzare l'UHF con la stessa semplicità ed eleganza che i consumatori trovano oggi a disposizione nei sintonizzatori rotanti in VHF.

La soluzione più ovvia è rappresentata da un solo sintonizzatore per tutti i canali, con la possibilità potenziale di selezionare uno qualunque degli 82 canali assegnati e con la possibilità di essere comandato a distanza. Vi è l'ulteriore evidente necessità che le prestazioni sia dell'UHF che del VHF non vengano degradate al disotto dei livelli attuali. Il sintonizzatore adatto per tutti i canali non dovrebbe essere più costoso dei due sintonizzatori attualmente separati ora in uso ed anzi dovrebbe essere preferibilmente meno costoso.

(*) F. J. Kitty: UHF tuners - Present status and future trends, *Trans. IEEE*, *BTR*-9, n. 2, luglio 1963, pagg. 18-22.

Il progetto di un tuner per tutti i canali che possa raggiungere i suddetti obbiettivi presenta una varietà di problemi interessanti ed estremamente difficili da risolvere. È dubbio che la soluzione di quanto sopra possa essere sviluppata ed applicata ai ricevitori nel 1964.

2. - SELETTORI ATTUALI

I parametri delle più significative prestazioni di sintonizzatori UHF ben progettati e normalmente fabbricati al giorno d'oggi, sono i seguenti: Fattore di rumore 12 dB massimo; Reiezione dell'immagine 35 dB minimo; Reiezione della FI 60 dB minimo; Deriva della frequenza di oscillatore (per un aumento di 30 °C) 500 kHz massimo; Radiazione dell'oscillatore 1000 μV/metro massimo.

Fig. 2 Sintonizzatore UHF modello 60, costruito nel periodo 1952-54.

Le cifre precedenti descrivono le prestazioni di un oscillatore UHF modello 204 della General Instrument (fig. 1) che è stato in produzione per circa 5 anni. Ci sono a disposizione una varietà di circuiti differenti da usare nella progettazione dei circuiti UHF e molti di questi sono stati prodotti dall'inizio dell'UHF 11 anni fa.

Oggi comunque la stragrande maggioranza dei sintonizzatori impiega linee di trasmissioni risonanti sintonizzate alla fine da condensatori variabili. Ci sono tre circuiti sintonizzati fondamentali, un paio di preselettori da ¼ di lunghezza d'onda e un oscillatore da mezza lunghezza d'onda. Non c'è amplificazione RF nell'apparecchio, essendo il segnale RF entrante fornito dai preselettori ad un diodo mescolatore al silicio 1N82A. Con poche eccezioni, questo diodo è stato usato normalmente nei sintonizzatori UHF sino dall'inizio e non è mai stato sostituito per la semplice ragione che il mercato non ha ancora offerto un altro che lo sostituisca a parità di prestazioni per quanto riguarda il fattore di rumore e ad un prezzo comparabile. L'uso di un diodo mescolatore e di un preselettore passivo, si risolve in una perdita complessiva del sintonizzatore che richiede un ulteriore guadagno di FI rispetto a quello richiesto in VHF. Questo guadagno addizionale è comunemente ottenuto usando un sintonizzatore VHF come preamplificatore a 40 MHz nel funzionamento in UHF.

Con questo sistema il guadagno e il fattore di rumore del 1° stadio FI (per esempio l'amplificatore RF in VHF) e l'accoppiamento fra questo stadio e l'uscita in UHF hanno un certo effetto sul fattore di rumore in UHF. In effetti la progressiva riduzione del fattore di rumore in VHF è dovuta in parte al continuo miglioramento degli amplificatori RF in VHF. Il fattore di rumore di 12 dB sopra indicato, si ha per le misure su di un sintonizzatore VHF usando uno 6GK5; prestazioni un po' migliori si hanno usando un 6HA5, 6HK5 o 6CW4.

I preselettori che usano condensatori variabili per accordare linee di trasmissione di 1/4 di lunghezza d'onda sono stati popolari nei sintonizzatori UHF fin dall'inizio e per buone ragioni.

Le linee coassiali in un ¼ di lunghezza d'onda permettono dei Q a vuoto alti tanto quanto basta da assicurare basse perdite di inserzione nell'intero campo UHF. I sintonizzatori a condensatori variabili richiedono poco spazio, sono facilmente adattabili per una calibrazione lineare dell'oscillatore e forniscono un metodo semplice ed economico per mettere in passo in modo occurato e continuo i preselettori all'oscillatore. L'uso di due preselettori è stato adottato quasi generalmente nel 1952-53 e rappresenta un compromesso ragionevole fra una adeguata selettività da una parte e le perdite per inserzione e i costi dall'altra. Un preselettore unico, mentre ha delle perdite per inserzione leggermente più basse ed è meno costoso, risulta inadeguato per fornire una sufficiente soppressione della radiazione dell'oscillatore. L'uso di tre preselettori fu considerato, ma scartato, principalmente a causa delle maggiori dimensioni, costo e perdite di inserzione. Comunque studi recenti indicano che la perdita di inserzione addizionale è solo di ½ dB e che le difficoltà che si prevedono per la messa in passo dei 3 circuiti non si sono verificate; misure fatte su sistemi a 3 preselettori hanno indicato che la radiazione può essere mantenuta entro 500 μV per metro. Un oscillatore del tipo a tubo elettronico sembra possa permettere nel modo più economico di ottenere più bassi limiti di radiazione.

Gli oscillatori usano generalmente un circuito Colpitts modificato in un circuito con griglia accordata e con la placca messa a massa. Mentre ci sono stati pochi cambiamenti fondamentali negli ultimi 5 o 6 anni, considerevoli modifiche sono state fatte per migliorare il fattore d'affidamento, la microfonicità, la stabilità di frequenza, l'uniformità dell'iniezione al mescolatore, la linearità di calibrazione e la radiazione dell'oscillatore. Il sintonizzatore nella figura 1 per esempio impiega 3 condensatori compensati in temperatura, connessi fra il telaio e l'alimentazione e spaziati in modo da poter permettere una correzione dello spostamento di frequenza lungo l'intera banda UHF.

Una volta furono usate per accordare i circuiti sia di placca che di griglia linee di trasmissione. Alcuni erano riluttanti ad abbandonare questo sistema in favore della configurazione con griglia accordata, meno costoso, ritenendo che le aumentate correnti nel telaio avrebbero aumentato l'irradiazione. Fu visto che questo problema avrebbe potuto ugualmente essere risolto adeguatamente per mezzo di un'attenta schermatura del tubo e del circuito dell'oscillatore. Da quando si vide che simili accorgimenti erano anche necessari nel progetto dei tipi con sia circuiti di placca che di griglia accordati, il vantaggio del costo del progetto della griglia sintonizzata, da teorico divenne reale.

Il 6AF4A che è stato per molti anni l'oscillatore UHF standard, fu recentemente rimpiazzato dal 6DZ4 che fornisce un miglior grado d'affidamento e una vita più lunga; viene anche usato il nuvistor 6DV4 permettendo lunga vita, ingombro minore, consumo ridotto e maggiore stabilità. I tubi a fascio 6DX4 e il 6DY4, sono stati introdotti negli ultimi 6 mesi. Mentre questi tipi sembrano promettenti dal punto di vista del grado di affidamento, è ancora troppo presto per predire i loro futuri successi.

3. - NOTA STORICA

Può essere istruttivo a questo punto fare qualche commento su alcuni fra i primi progetti di sintonizzatori UHF.

La fig. 2 mostra il modello 60 di sintonizzatore UHF, costruito dalla General Instrument nel periodo 1952-54.

All'inizio del lavoro di progettazione di questo modello, non c'erano possibilità commerciali di tubi oscillatori per UHF, come il 6AF4. Fu quindi sviluppato un oscillatore che oscillava a metà frequenza utilizzando il doppio triodo 6J6 connesso in controfase. L'energia dell'oscillatore era inviata a un diodo al germanio per la generazione di frequenze armoniche. Perciò in questo progetto c'era bisogno di un quarto circuito, sintonizzato sulla seconda armonica dell'oscillatore. Rispetto a quello che si ottiene oggi, il sintonizzatore risultante da tutto ciò aveva un'alto fattore di rumore ed era massiccio e costoso. Un confronto con i sintonizzatori odierni si può trarre da quanto segue:

Modello 60

Fattore di rumore 20-22 dB; Dimensioni 41 pollici cubi; Prezzo approx. 15 dollari.

Modello 204

Fattore di rumore 10-12 dB; Dimensioni 11 pollici cubi; Prezzo approx. 7 dollari.

Nei primi oscillatori la deriva e la radiazione erano di secondaria importanza in vista del maggiore sforzo richiesto per la riduzione del fattore di rumore. Nel modello 60 la deriva termica dello oscillatore era fra 2 e 3 MHz con una radiazione di circa 3000-4000 μV per metro.

Il sintonizzatore successivo della General Instrument, il modello 200, costruito dal 1953 al 1958, fu essenzialmente una modifica del primo progetto con la sostituzione di un oscillatore oscillante sulla fondamentale. L'eliminazione della quarta linea di trasmissione permise una riduzione delle dimensioni da 41 pollici cubi a circa 26. Inoltre, il fattore di rumore, pari a 15 dB, di questo sintonizzatore, rappresenta un significativo miglioramento nelle prestazioni. Nel progetto originale, la radiazione e la deriva dell'oscillatore non erano migliori di quelle ottenute con il modello precedente. Susseguenti modifiche furono approntate, cosicchè alla fine della sua produzione, nel modello di serie, le massime punte della deriva e della radiazione erano rispettivamente di 500 kHz e 100 μV per metro.

Nessuno dei tre selettori UHF di cui sopra fu specificamente progettato per il montaggio meccanico con un sintonizzatore VHF in un unico blocco.

La General Instrument fabbricò due modelli nel periodo 1954-1957, che furono studiati per questo scopo. Il primo di questi, il modello 79, impiegava un singolo preselettore che, come visto in precedenza non è soddisfacente per quanto riguarda la radiazione dell'oscillatore. Il secondo progetto, il modello 202, d'altra parte, aveva buone prestazioni sotto ogni aspetto e aveva in più un fattore di forma molto buono essendo profondo solo 1 pollice. Questo permise ai progettisti di ricevitori una considerevole flessibilità in fase di montaggio. Ad ogni modo, la poca profondità del contenitore richiedeva condensatori con pochissimo spazio fra una piastrina e l'altra e tutto ciò necessitava una cura estrema durante la fabbricazione e l'allineamento per evi-

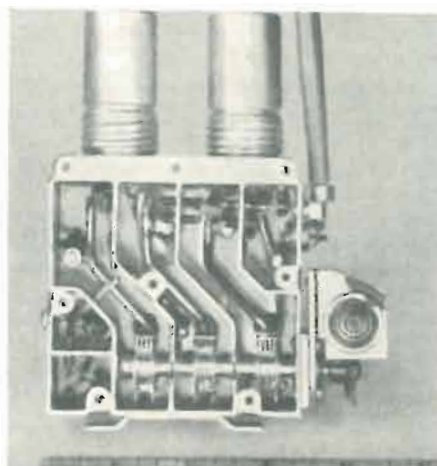



Fig. 3 - Sintonizzatore UHF a due tubi, progetto europeo.

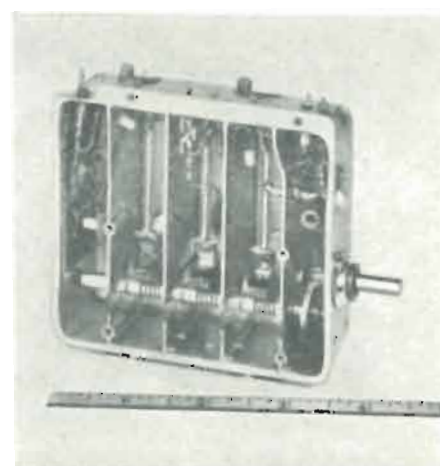



Fig. 4 - Sintonizzatore UHF a due transistor, progetto europeo.

tare problemi con le piastrine in corto circuito.

4. - MECCANISMI DI COMANDO

I meccanismi di comando hanno progredito durante la passata decade. Il fatto più significativo è stato il passaggio dalla manopola unica di sintonia VHF-UHF a quella separata per UHF. Dieci anni fa il sintonizzatore UHF veniva usualmente comandato per mezzo di una funicella e puleggia dall'asta dell'accordo fine del selettore VHF. Il comando usato oggi giorno è un dispositivo a due velocità che usa sia un'asta concentrica che una singola (fig. 1).

Nella versione dell'albero singolo, girando in una direzione si effettua la sintonizzazione grossolana mentre invertendo la direzione di rotazione, si può ottenere la sintonizzazione fine.

I rapporti di sintonizzazione grossolana sono approssimativamente di 2 : 1, di sintonizzazione fine variano fra 16 : 1 e 100 : 1 a seconda della preferenza dei progettisti. È interessante notare che ora c'è la tendenza a ritornare ai primi concetti della manopola per la sintonizzazione concentrica dell'UHF con quella del VHF.

Fig. 5 - Sintonizzatore UHF modello 218, di dimensioni ridotte, ad un solo transistor.

5. - SINTONIZZATORI EUROPEI

Quasi tutti i sintonizzatori europei per UHF usano due tubi (o transistori); un amplificatore RF e un convertitore (mescolatore autooscillante). L'uso dell'amplificatore RF in Germania fu imposto dalla necessità di limitare la radiazione dell'oscillatore a 150 μV per metro. In ogni modo per controllare la radiazione, era anche necessario ricorrere a speciali schermature, e a particolari filtri nell'alimentazione. La fig. 3 è un tipico progetto tedesco.

I sintonizzatori risultanti furono eccellenti per quel che riguardava le radiazioni, ma le loro prestazioni, particolarmente per quel che riguarda il fattore di rumore, erano inferiori a quelli usati negli Stati Uniti. Inoltre il tubo in più e gli accorgimenti in più, usati per la soppressione delle radiazioni, aumentano sostanzialmente il costo di produzione. D'altra parte, l'uso di un amplificatore RF e di un mescolatore autooscillante migliora il guadagno in RF, riducendo con ciò i necessari guadagni in FI. I selettori europei sono perciò in grado di evitare l'amplificatore RF in VHF e possono alimentare la FI direttamente dalla uscita del selettore UHF. Questa configurazione semplifica il problema della commutazione dell'UHF poichè la commutazione del canale VHF può essere eliminata.

Fu introdotto l'anno scorso in Europa un transistor mesa al germanio, il AF139. I selettori UHF muniti di due AF139 al posto dei tubi EC86-EC88 che erano usati prima migliorano il fattore di rumore e, usando transistori a prezzi competitivi, sembrano essere più economici. In fig. 4 viene riportato un progetto tipico. I sintonizzatori europei con due transistori si equivalgono o sono migliori dei sintonizzatori degli Stati Uniti, per quel che riguarda il fattore di rumore, nella metà inferiore dello spettro UHF, mentre i tipi americani sono superiori nella metà superiore della banda. Con il prezzo dei transistori al livello presente, il costo di produzione del progetto a due transistori è sostanzialmente più alto di quello dei tipi convenzionali negli Stati Uniti.

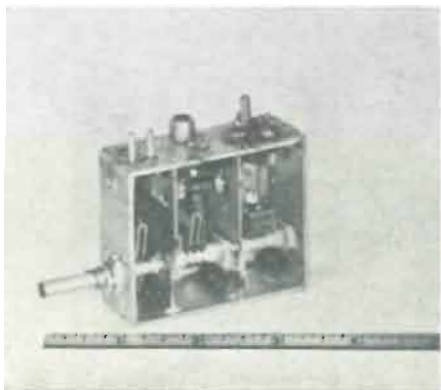
6. - OSCILLATORI A TRANSISTORI

L'anno scorso è stato introdotto il SE3001, un transistore epitassiale planare al silicio da usarsi come oscillatore UHF. Prima, non si potevano trovare transistori ad un prezzo commerciale, capaci di fornire potenza sufficente dell'oscillatore locale per pilotare adeguatamente il mescolatore a cristallo.

Mentre sono anche stati offerti transistori al germanio, quelli al silicio vengono preferiti in quanto presentano un miglior funzionamento delle alte temperature. Questo è un fattore significativo considerando che i sintonizzatori UHF a transistori verranno certamente usati nei ricevitori ibridi dove le temperature di 90°C sono abbastanza frequenti.

L'uso di un oscillatore a transistori nei selettori permette una semplificazione di progetto, una ridotta potenza di alimentazione, un maggior spazio, un maggiore grado di affidamento e durata maggiore. Probabilmente, il vantaggio più significativo ottenuto usando il transistore si ha per quanto riguarda la riduzione della radiazione. L'installazione del transistore dentro il compartimento dell'oscillatore e la diminuzione del numero dei terminali permettono dei progetti di selettori UHF che possono essere costruiti con radiazioni dell'ordine dei 500 μV per metro. L'uso della preselezione addizionale o di un amplificatore RF per questo scopo non sarà più necessario ancora per molto. In tal modo i selettori a transistori, mentre sono competitivi solamente nel costo in confronto agli odierni sintonizzatori a tubi, potrebbero essere significativamente più bassi di prezzo se confrontati ai selettori a tubi se a questi ultimi fosse imposto di ridurre la radiazione.

I due modelli che usano il transistore SE3001 sono in via di introduzione in questi tempi dalla General Instrument.

Uno di questi è il modello 210 che è essenzialmente una versione transistorizzata del modello 204 già descritto. Il modello 218 ha un volume di 5-½ pollici quadrati ma permette delle prestazioni equivalenti a quelle dei più grandi modelli 204 e 210. *A*

G. B.

Transistori per onde decimetriche con effetto tetrodo

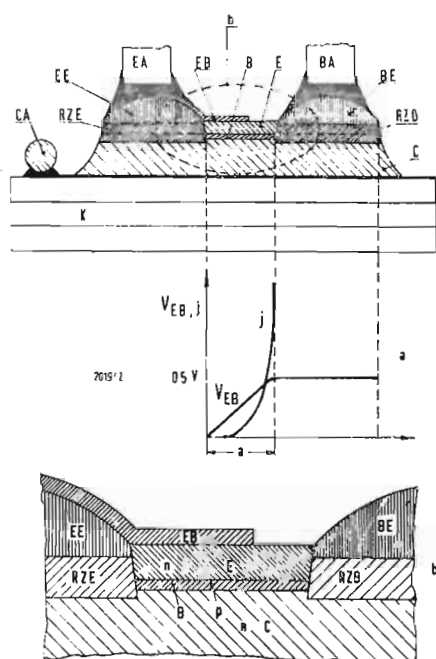



Fig. 1 - Sezione trasversale di un transistore AFY25 con andamento della tensione e della densità di corrente lungo la base. In 1b) si è rappresentata ingrandita la parte attiva centrale del transistore.

EA = collegamento emettitore
EB = ponticello dell'emettitore
BA = collegamento base
EE = elettrodo dell'emettitore
BE = elettrodo della base
RZE = zona di ricristallizzazione dell'emettitore
RZB = zona di ricristallizzazione della base
CA = collegamento collettore
K = supporto in ceramica metallizzata

Nei transistori per frequenze molto elevate si cerca di ottenere uno strato di base di superficie limitata, con spessore pure limitato e superfici limiti parallele. Le superfici parallele sono una delle caratteristiche più ricercate nei mesa-transistori, costruiti secondo la tecnica della diffusione. Questa tecnologia permette di ottenere delle zone di base veramente sottili. Per ridurre l'estensione della superficie di base, non solo si sono ridotte le dimensioni complessive del transistore, ma si è anche cercato, con un secondo terminale di griglia e con una polarizzazione fra i due terminali, di concentrare la zona di passaggio della corrente in una parte limitata della superficie totale. Un tale effetto tetrodo è stato ottenuto dalla Telefunken nei suoi nuovi transistori per onde decimetriche AFY25 ed AFY26, senza dover utilizzare un quarto elettrodo. La zona di base infatti, oltre che essere collegata all'elettrodo di base, è collegata ohmicamente con la zona di emettitore.

La struttura fondamentale di questi transistori è illustrata nella fig. 1. Su una piastrina di ceramica metallizzata lunga 3 mm, larga 1 mm e spessa 0,7 mm viene saldato il blocco del collettore che è dotato debolmente in p. Sul collettore si trovano tre zone a conduzione n. Al centro si trova la zona di base spessa circa 0,2 μm; a destra ed a sinistra si trovano le due zone di ricristallizzazione, sempre a conduzione n, di emettitore e dell'elettrodo di base. Al di sopra della zona di base si trova la zona di emettitore spessa circa 0,1 μm a conduzione p. Al di sopra delle due zone di ricristallizzazione si trovano a sinistra il collegamento dell'emettitore ed a destra il collegamento della base. Ambedue gli elettrodi hanno un diametro di 60 μm ed una distanza di 50 μm. Dall'elettrodo di emettitore sporge una piastrina metallica che si estende per circa 30 μm sulla superficie dell'emettitore. Rispetto all'elettrodo di base rimane quindi una ulteriore distanza superiore a 10 μm.

La tensione applicata, nel funzionamento normale, fra emettitore e base nel senso di passaggio della corrente, forma, per mezzo della corrente di base, un campo elettrico longitudinale nello strato di base. Con il calcolo dei rapporti di potenziale si può trovare che a causa di questo campo la densità di corrente nella base viene ridotta ad 1 e del valore che ha nell'elettrodo, già ad una distanza di 2,7 μm dall'elettrodo di base. Si ha cioè una riduzione al 37% del valore massimo. Con questo effetto la Telefunken riesce ad ottenere nei triodi le caratteristiche di un tetrodo in alta frequenza. A tale scopo è però necessaria una corrente di base di 0,7 mA con 0,48 V fra emettitore e base. Un tale transistore richiede cioè una maggiore potenza di regolazione di un normale mesa-transistore.

La fig. 2 rappresenta lo schema di un sintonizzatore per UHF, con un AFY25 nel prestadio ed un AFY26 nello stadio di mescolazione, proposto dal laborato-

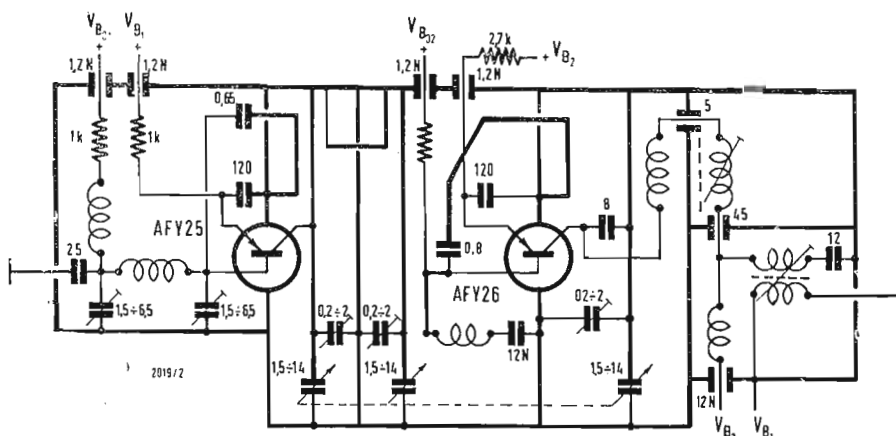



Fig. 2 - Schema completo di un sintonizzatore VHF equipaggiato con i mesa-transistori AFY2 ed AFY 26.

rio applicazioni della TELEFUNKEN. Come al solito questo sintonizzatore è formato da un circuito di entrata a larga banda, un filtro di banda per alta frequenza fra prestadio e stadio di mescolazione, un circuito di oscillazione ed un filtro di banda in uscita per la media frequenza. Ambedue i transistori sono collegati con emettitore comune. Gli emettitori sono infatti collegati alla massa mediante due condensatori da 120 pF. Le resistenze serie di emettitore (1 kΩ per il prestadio e 2,7 kΩ per lo stadio di mescolazione) servono per stabilizzare il punto di lavoro. I condensatori passanti da 1,2 μF servono per il disaccoppiamento. Il circuito di neutralizzazione del prestadio è formato da un anello di rame, un condensatore da 0,65 pF e dalla induttanza della linea fra questo condensatore e la base.
Tutti i circuiti a λ/4 sono sintonizzati nel loro punto freddo mediante condensatori rotativi. I due circuiti del filtro di banda vengono accoppiati mediante una spira di rame. Anche la tensione in entrata viene portata alla base dello stadio di mescolazione mediante una spira. Il circuito di oscillatore è collegato con il collettore dell'AFY26 mediante un condensatore da 8 pF. Questo transistore viene fatto oscillare mediante iperneutralizzazione con un circuito di neutralizzazione analogo a quello del prestadio. La capacità di neutralizzazione è stata però fissata in 0,8 pF in modo da fare oscillare lo stadio. Il condensatore da 8 pF costituisce inoltre, assieme alla capacità di uscita dell'AFY26, la capacità del primario del successivo filtro di banda per la media frequenza. Esso è costruito in modo analogo ai corrispondenti circuiti dei sintonizzatori a tubi. In tutti i tre circuiti sintonizzati si trovano dei trimmer che servono per tarare la frequenza al limite superiore della banda di ricezione.
L'amplificazione di trasmissione di tutto il sintonizzatore ha il suo massimo (24,5 dB) a 550 MHz. Nel limite inferiore della banda (470 MHz) si raggiungono i 22,7 dB e nel limite superiore (790 MHz) i 21 dB. Nel limite inferiore della banda il fattore di rumore è di 4,2 e l'errore di adattamento 1,8, al limite superiore questi valori salgono a 5,5 e 2,25 rispettivamente. In confronto con i sintonizzatori a tubi si ottiene con questo sintonizzatore un numero di rumore che è appena il 40% di quello dei sintonizzatori a tubi con una amplificazione globale superiore di ben 6-8 dB. La tensione di disturbo ai morsetti del sintonizzatore è inferiore a 0,35 V. Se si studia la dipendenza fra l'amplificazione e la tensione in entrata si nota una diminuzione dell'amplificazione del 30% alla massima frequenza di 790 MHz per una tensione ai morsetti di 28 mV e nel punto di massimo dell'amplificazione a 550 MHz per una tensione di 17 mV. Fino ad una tale diminuzione dell'amplificazione un sintonizzatore per televisione funziona ancora in modo soddisfacente. *A*

Ideazione e realizzazione di termostati per componenti elettroniche

I Dott. C. Felici e A. Rosati hanno ideato e realizzato per i Laboratori di fisica, di cui è capo il Prof. M. Ageno, dell'Istituto Superiore di Sanità un nuovo tipo di termostati per componenti elettroniche.
Il motivo della ricerca si deve ritrovare nella constatazione che spesso per ottenere una buona costanza di funzionamento da parte di un'apparecchiatura elettronica, è indispensabile mantenere costante la temperatura ambiente. Di solito non è necessario termostatare tutto l'apparecchio, ma è sufficiente mantenere ben costante la temperatura di alcune componenti critiche, che costituiscono gli elementi di riferimento del circuito.
Si usano a questo scopo dei piccoli termostati il cui volume utile è di poche decine di centimetri cubici. La temperatura viene mantenuta ad un valore costante (30 °C ÷ 40 °C) superiore a quello della temperatura ambiente, mediante elementi riscaldatori: piccole resistenze, la cui corrente è controllata mediante una lamina bimetallica che apre e chiude un contatto a seconda della temperatura dello stesso ambiente da termostatare.
Il volume utile è generalmente racchiuso entro un blocco di materiale di elevata capacità termica (metallo, acqua) entro cui sono posti sia gli elementi riscaldatori, sia l'elemento sensibile alla temperatura. Il tutto è racchiuso in un involucro termicamente isolante, che riduce le perdite di calore verso l'esterno.
Con questo sistema non è evidentemente possibile ottenere una grande stabilità della temperatura. Data infatti l'elevata capacità termica del materiale che circonda il volume utile, l'elemento di miura risente con ritardo delle variazioni di regime degli elementi riscaldatori e ciò si traduce in pratica in una continua oscillazione della temperatura attorno al valor medio, con scarti anche superiori al grado.
Dovendo realizzare degli strumenti di precisione, i Dott. C. Felici e A. Rosati si sono trovati di fronte al problema di termostatare alcune componenti elettroniche a qualche centesimo di grado. Non avendo trovato sul mercato termostati rispondenti alle esigenze richieste i due ricercatori li hanno dovuti fabbricare nei laboratori dell'Istituto Superiore di Sanità. In un recente Rapporto essi hanno descritto la soluzione da loro adottata; soluzione che si è dimostrata molto ben rispondente allo scopo. *(i.s.)*

dott. ing. Paolo Quercia

Sensibilità massima di un ricevitore di TV*

1. - INTRODUZIONE

Il criterio fondamentale, generalmente adottato, nel caso in cui è necessario ricevere segnali molto deboli, è quello di migliorare il più possibile il rapporto segnale rumore abbassando il livello di rumore dei primi stadi del televisore aumentando contemporaneamente la sua sensibilità e di aumentare il guadagno dell'antenna.

Questo criterio non è generalmente sufficiente per assicurare una ricezione buona e stabile.

Si definisce « sensibilità massima » di un televisore quel valore della sensibilità medesima oltre il quale un ulteriore aumento non ha significato perché non porta alcun miglioramento nella ricezione.

Spesso viene definita anche la « sensibilità reale » caratterizzata dal livello di segnale utile in antenna necessario per ottenere un sufficiente rapporto segnale disturbo per una ricezione normale.

Non volendo considerare la potenza del trasmettitore, l'altezza della antenna trasmittente ed altri fattori che definiscono il valore di campo nel punto di ricezione, l'elemento determinante per la ricezione risulta il rapporto segnale-disturbo e segnale-rumore.

2. - CONSIDERAZIONI SUL RUMORE

I disturbi possono essere di origine industriale e provocati da fenomeni atmosferici quali temporali, ecc.

Tali disturbi sono generalmente transitori e possono essere indeboliti sia con un'opportuna ubicazione ed orientamento dell'antenna sia ricorrendo ad elementi circuitali come filtri, limitatori ecc.

Il campo provocato da tali tipi di disturbi, decresce proporzionalmente con l'aumentare della quarta potenza della frequenza.

Si vuole accennare ora al rapporto segnale-rumore, considerando il rumore costituito dalla somma di vari elementi che contribuiscono al rumore stesso, la sede principale dei quali è sita nell'interno del televisore e nell'antenna.

Spesso i rumori di antenna possono sorpassare notevolmente i rumori propri del televisore.

I rumori di antenna hanno un carattere fluttuante, simile nella loro struttura ai rumori interni del televisore, dipendono dalla temperatura dell'ambiente esterno all'antenna (rumori termici), dalle radio emissioni solari e cosmiche.

Il livello dei rumori termici, con una opportuna scelta del diagramma di radiazione dell'antenna nel piano verticale, raggiunge valori trascurabili. Poiché la temperatura massima è data dalla terra ($T = 300°$) occorre orientare l'antenna in modo che il diagramma di radiazione di questa non tocchi o sfiori appena la superficie terrestre e non vi siano, fino all'orizzonte, oggetti elevati che interferiscono con il diagramma medesimo.

Quanto detto si riferisce principalmente alla gamma di frequenze superiori a 200 MHz, per le quali la temperatura di rumore dell'antenna è essenzialmente determinata dai rumori di origine termica.

La temperatura effettiva di rumore per un'antenna, orientata verso il cielo libero, nella gamma UHF raggiunge i 10° K.

Il livello dei rumori solari dipende dall'attività del sole e dall'orientamento dell'antenna nello spazio.

Se ad esempio nelle ore di ricezione il sole si trova dietro all'antenna ricevente, la emissione solare non viene ricevuta. Viceversa se la direzione di ricezione coincide nelle ore utili alla direzione da cui arriva la emissione solare, il livello dei rumori solari può giungere a valori talmente elevati da impedire ogni possibilità di ricezione. Se il telecentro trasmittente è posto a ovest rispetto al ricevitore, durante il tramonto la ricezione può completamente mancare per ripristinarsi in pieno dopo la scomparsa del sole sotto l'orizzonte.

I rumori cosmici sono caratterizzati da fattori che tendono a rimanere costanti e non possono essere ridotti oltre un certo limite indipendentemente dalla costruzione e l'orientamento della antenna, dall'ora del giorno o dall'anno. In effetti il livello del rumore cosmico varia in funzione dei fattori elencati precedentemente, ma molto lentamente e le variazioni sono sempre tali da elevarne il livello rispetto ad un minimo. I rumori cosmici sono distribuiti con continuità su tutto il cielo e non possono essere eliminati in alcun modo.

La gamma di frequenze interessate particolarmente, è quella inferiore a 300 MHz.

(*) Rielaborato dalla rivista russa *Radio*, settembre 1963, pag. 24.

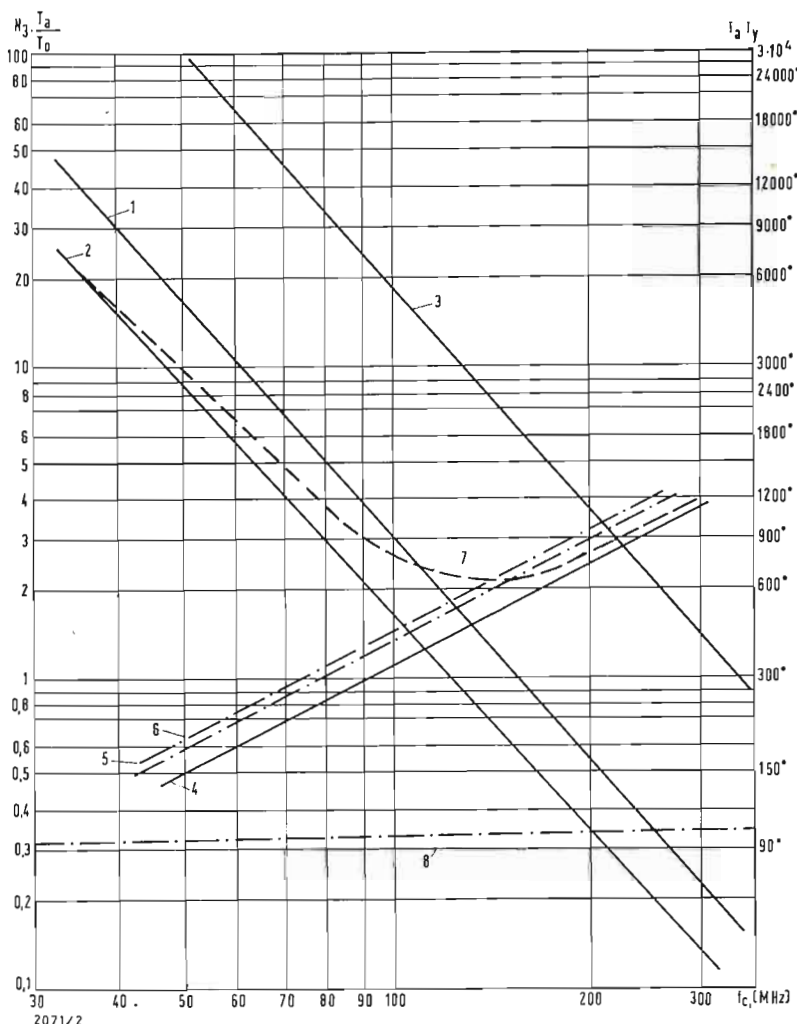



Fig. 1 - 1) Valore medio del rapporto T_a/T_o per una antenna isotropica; 2) Valore minimo del rapporto T_a/T_o per una antenna direttiva; 3) Valore massimo del rapporto T_a/T_o per una antenna direttiva; 4, 5, 6) coefficiente effettivo di rumore rispettivamente per i tubi 6H14II, 6C31I, 6G1II (triodo); 7) Fattore di rumore del sistema antenna televisore; 8) fattore effettivo di rumore di un amplificatore parametrico.

La potenza di rumore trasferita dall'antenna all'ingresso adattato di un televisore è dato dalla relazione

$P_{rumore} = K\ T_a\ \Delta\ f_o|$ (1)

dove

$K = 1{,}38.10^{-23}$ joul/grado (costante di Boltzman)

T_a = temperatura effettiva dell'antenna ricevente

$\Delta\ f_o$ = larghezza di banda del televisore.

La tensione di rumore di antenna, all'ingresso del televisore è:

$u_{rumore} = \sqrt{2\ K\ T_a\ \Delta\ f_o\ R_a}$

essendo

R_a = resistenza di radiazione dell'antenna.

Per valori assegnati di $\Delta\ f_o$ e R_a la tensione di rumore di un antenna, dipende essenzialmente dalla sua temperatura effettiva. Non tenendo conto dei rumori solari, la temperatura di antenna è determinata principalmente per frequenze inferiori a 300 MHz dai rumori cosmici, a frequenze superiori dai rumori termici.

Questo andamento è giustificato dal fatto che i rumori di origine cosmica sono funzioni della frequenza, mentre quelli di origine termica non lo sono.

A frequenze superiori a 300 MHz il contributo dei rumori cosmici è molto piccolo e la temperatura effettiva di rumore dell'antenna è determinata solo dai rumori di origine termica.

Il livello dei rumori cosmici è funzione della frequenza secondo la legge

$$\frac{T_a}{T_o} = \frac{0{,}916.10^5}{f^{2,37}}$$

dove

f = frequenza in MHz

T_o = 300°K temperatura assoluta

Il rapporto T_a/T_o viene definito « coefficiente di rumore » dell'antenna (analogamente al « coefficiente effettivo di rumore di un amplificatore »).

L'andamento del rapporto T_a/T_o in funzione della frequenza è riportato in fig. 1.

La curva 1 corrisponde, inerentemente al rumore cosmico, al valore medio del coefficiente di rumore dell'antenna, le curve 2 e 3 corrispondono rispettivamente al valore minimo e massimo assunto da tale coefficente.

Il valore medio del coefficiente di rumore di antenna (grafico 1) è riferito ad una antenna isotropica omnidirezionale.

Per una antenna direttiva il rapporto T_a/T_o non rimane costante neanche ad una medesima frequenza, ma varia fra il valore massimo e minimo indicato in funzione della direzione e dell'ora di ricezione.

Ad esempio alla frequenza di 100 MHz la temperatura effettiva di antenna varia tra il valore minimo di 300° K ed il valore massimo di 6000°K.

Queste variazioni sono dovute alla distribuzione non uniforme delle sorgenti di rumore cosmiche nel cielo.

La sorgente principale di rumori cosmici si trova in prossimità del centro della galassia e se, una antenna direttiva è orientata in modo che il massimo del diagramma di radiazione è diretto verso la zona di massimo rumore, allora la temperatura effettiva di antenna si avvicina fortemente al valore massimo. Una antenna si può considerare diret-

tiva quando il suo lobo principale nel piano verticale ed orizzontale ha una apertura di 30°. Bisogna notare che per quanto sia grande la direttività dell'antenna, il coefficiente di rumore dell'antenna non può mai essere inferiore ai valori che si ottengono dal grafico 2.
Un segnale quindi che abbia una ampiezza inferiore al rumore cosmico non potrà mai essere ricevuto anche con un televisore avente sensibilità elevatissima.
Si otterrà una ricezione sicura solo se il segnale all'ingresso del televisore sarà un certo numero di volte superiore al livello del rumore.
Oltre ai rumori cosmici e termici, sono presenti anche i rumori propri del televisore i cui stadi di ingresso sono costruiti con tubi adatti a questo scopo (6H14 Π, 6C3 Π, 6GC1 Π) (1)
In fig. 1 è riportato l'andamento del coefficiente effettivo di rumore degli amplificatori RF che vale:

$$N_e = \frac{T_y}{T_a}$$

dove
T_y = temperatura effettiva di rumore degli amplificatori. La relazione che lega il coefficiente di rumore N_o, che si ricava dalle normali misure, ed il coefficiente N_e risulta
$N_e = N_o - 1$
L'adozione del coefficiente N_e risulta più conveniente poiché, data la completa analogia esistente fra N_e ed il rapporto T_a/T_o, si può facilmente stabilire un confronto, nel sistema antenna-televisore, fra i livelli di rumore introdotti dai vari elementi.
La tratteggiata 7 fornisce l'andamento della sommatoria dei rumori prodotti dall'antenna e dal televisore.
Tale curva pone in rilievo il contributo trascurabile offerto dagli stadi di ingresso, rispetto ai rumori cosmici per frequenze inferiori a 100 MHz, anche assumendo il livello inferiore di tali rumori.
Bisogna aggiungere che i valori di N_e riportati sono riferiti a stadi a *RF* senza neutralizzazione, la cui adozione invece può portare ad una notevole riduzione del rumore stesso.
Infatti la neutralizzazione viene generalmente adottata quando si lavora alle frequenze dei canali dal VI al XII, alle quali i rumori degli stadi RF sono più elevati dei rumori cosmici.
Si può dedurre dal confronto dei livelli di rumore dell'antenna e quello proprio del televisore che è assolutamente inutile l'adozione di amplificatori parametrici a basso rumore nella gamma di frequenza dei primi cinque canali televisivi.
Si può ottenere un certo miglioramento adottando un amplificatore aparametrico nella gamma da 100 a 200 MHz, se i numeri cosmici sono quelli corrispondenti al livello minimo.
In fig. 1, curva 8, è riportato l'andamento della temperatura di rumore in funzionamento della frequenza, di un amplificatore parametrico.
Il livello di rumore, alla frequenza di 50 MHz, è minore di meno due volte del livello di rumore prodotto dal tubo 6H14Π ed inoltre il rumore cosmico è 20-30 volte superiore al rumore dell'amplificatore parametrico.
Con l'aiuto dei grafici riportati in fig. 2 e valendoci della relazione:

$$U_{min} = 2\,D_n\sqrt{K\,T_o\,\Delta f_o\,R_a\,(T_a/T_o + Ne)}$$

Si può calcolare la tensione minima di segnale utile necessaria per una ricezione sicura di una certa qualità determinata.
U_{min} = tensione minima del segnale utile all'ingresso del televisore.
D_n = valore minimo necessario del rapporto segnale/disturbo (in tensione) all'ingresso del televisore.
Nel caso di ricezione a lunga distanza si assume come valore minimo $D_n = 5$.
Il valore U_{min} determina la massima sensibilità del ricevitore.
Per facilitare la valutazione di U_{min}, in figura 1 è riportato il livello, in μV, dei rumori cosmici e dei rumori propri di un televisore avente:
$f_o = 1$ MHz
$R_a = 73\ \Omega$
$D_n = 1$
La linea a tratto pieno 1 di fig. 1 fornisce l'andamento in funzione della frequenza di u_{min} corrispondente al livello minimo dei rumori cosmici considerando uno stadio di ingresso con il tubo 6H14 Π (senza neutralizzazione).
La linea a tratti fornisce l'andamento di u'_{min} adottando un amplificatore parametrico.
Il miglioramento che si ha in tal caso, nella gamma televisiva, non sorpassa le 2,5 volte.
Tale miglioramento risulta ancora più piccolo se gli stadi a RF a tubi sono neutralizzati.
Il valore effettivo U_{min} si può calcolare, servendoci del grafico 1 di fig. 2 che fornisce il valore di u'_{min} e la relazione:
$u_{min} = u'_{min}\,D_n\,\sqrt{\Delta f_o}$
u'_{min} in μV
Δf_o = larghezza di banda del televisore.
Nella valutazione finale della sensibilità del televisore occorre anche valutare la progressiva diminuzione del guadagno per effetto dell'invecchiamento dei tubi.

3. - MIGLIORAMENTO DELLA SENSIBILITA'

Per aumentare la sensibilità del televisore si può sia restringere la banda passante, sia diminuire il valore di D_n. Ambedue questi metodi portano al peggioramento delle qualità dell'immagine ricevuta.
Tuttavia accontentandosi di una ricezione non continuativa, senza necessità di riproduzione molto fedele delle immagini si può stringere la banda passante del televisore a 1-1,5 MHz ed abbassare il rapporto segnale/disturbo D_n fino a 2 (tali valori generalmente accettati per collegamenti ultra distanti).
La tensione del segnale utile corrispondente risulta di 7-8 μV.
L'unico sistema, da adottarsi senza limitazioni di sorta, per aumentare la stabilità e la qualità dell'immagine consiste nell'aumentare il guadagno o la direttività dell'antenna.
Da quanto detto precedentemente, aumentando la direttività delle antenne, il livello dei rumori cosmici fluttua nel tempo da un minimo ad un massimo intorno al valore medio.
Tuttavia, anche per i valori massimi di guadagno realizzabile con antenne reali, il rumore non può superare il livello indicato dalla curva 3 di fig. 1, mentre il livello del segnale utile cresce proporzionalmente con la direzionalità dell'antenna. Quindi, aumentando il guadagno dell'antenna prima incomincerà a salire sia il livello del rumore cosmico sia il livello del segnale.
Aumentando ulteriormente oltre un certo valore il guadagno di antenna, il segnale ricevuto continuerà ad aumentare mentre il rumore cosmico, raggiunto il valore massimo non tenderà ulteriormente a salire. Infatti il livello del rumore cosmico, pur variando nel tempo, risulta limitato sia nel valore minimo sia nel valore massimo.
Aumentando il guadagno di antenna, si può raggiungere valori del rapporto segnale disturbo all'ingresso del televisore, anche a livelli massimi dei rumori cosmici, che assicurano una ricezione stabile del telecentro in qualsiasi ora.
Il guadagno in tensione V_a dell'antenna, conoscendo il valore del campo nel punto di ricezione, si può calcolare con l'ausilio del grafico 2 di fig. 2 e la relazione: (supponendo che l'antenna sia adattata all'ingresso del televisore)

$$K_a = \frac{2\Pi\,u'_{max}\,D_n\sqrt{\Delta f_o}}{E_{min}\,\lambda_c\,\eta}$$

u'_{max} = massimo valore del livello di rumore valutabile con il diagramma di fig. 2
E_{min} = minimo valore del campo nel punto di ricezione in μV/m
λ- = lunghezza d'onda del segnale che si vuol ricevere
η = coefficente di perdita nel cavo di discesa
K_a = guadagno dell'antenna in tensione.
Ad esempio, volendo ricevere sul 1 canale con $\Delta f_o = 3$ MHz, $D_n = 5$, $\eta = 0{,}9$ e $E_{min} = 10$ μV/m si ottiene:

$$K_a = \frac{6{,}28.10.5.1{,}73}{10.6 \cdot 0{,}9} \cong 10$$

Un tale guadagno può essere ottenuto o con una antenna rombica a quattro

(1) Analoghi ai tubi RF montati sui televisori di produzione nazionale (N.d.T.).

piani oppure con una cortina di due antenne a quattro piani a cinque elementi.

Se $E_{min} = 5\ \mu V/m$ l'antenna deve avere un guadagno di 20.

La costruzione di una tale antenna per $\lambda = 6$ m. diventa una impresa molto ardua.

Con una antenna avente un guadagno minore di 20, nelle condizioni sovraddette, la ricezione sarà in alcune ore del giorno instabile, per quanto alta sia la sensibilità del televisore.

Usando ad esempio una antenna semplice a cinque elementi, si avrà una buona ricezione solo nel caso di aumento di segnale per propagazione troposferica o ionosferica.

Poichè il guadagno di antenna influisce fondamentalmente sulla stabilità e qualità della ricezione, occorre porre molta cura nella sua costruzione con speciale riguardo alla larghezza di banda ed al guadagno.

4. - CONCLUSIONI

La massima sensibilità di un televisore, funzionante a frequenze inferiori a 200 MHz, viene definita dal livello minimo del rumore cosmico.

L'unico sistema efficace per aumentare la distanza di ricezione è quello di aumentare il guadagno di antenna.

La sperimentazione di particolari circuiti di preamplificazione per ottenere un basso rumore è priva di significato poichè già i circuiti normali assicurano un buon rapporto segnale disturbo, specialmente per i canali dal I al IV. L'adozione di preamplificatori a basso rumore incomincia ad esser valida per frequenze superiori al canale X.

Nel calcolo di un impianto per ricezione a grande distanza per stabilire il guadagno di antenna, la sua sensibilità e la larghezza del televisore è opportuno misurare il valore del campo nel punto di ricezione. La determinazione dell'intensità del campo per via teorica porta ad un valore approssimato, poiché non tiene conto delle condizioni effettive locali.

I disturbi e rumori di origine non cosmici non sono stati considerati, sia perchè generalmente hanno un carattere locale e transitorio sia perché vi sono diversi sistemi per una loro adeguata soppressione. *A*

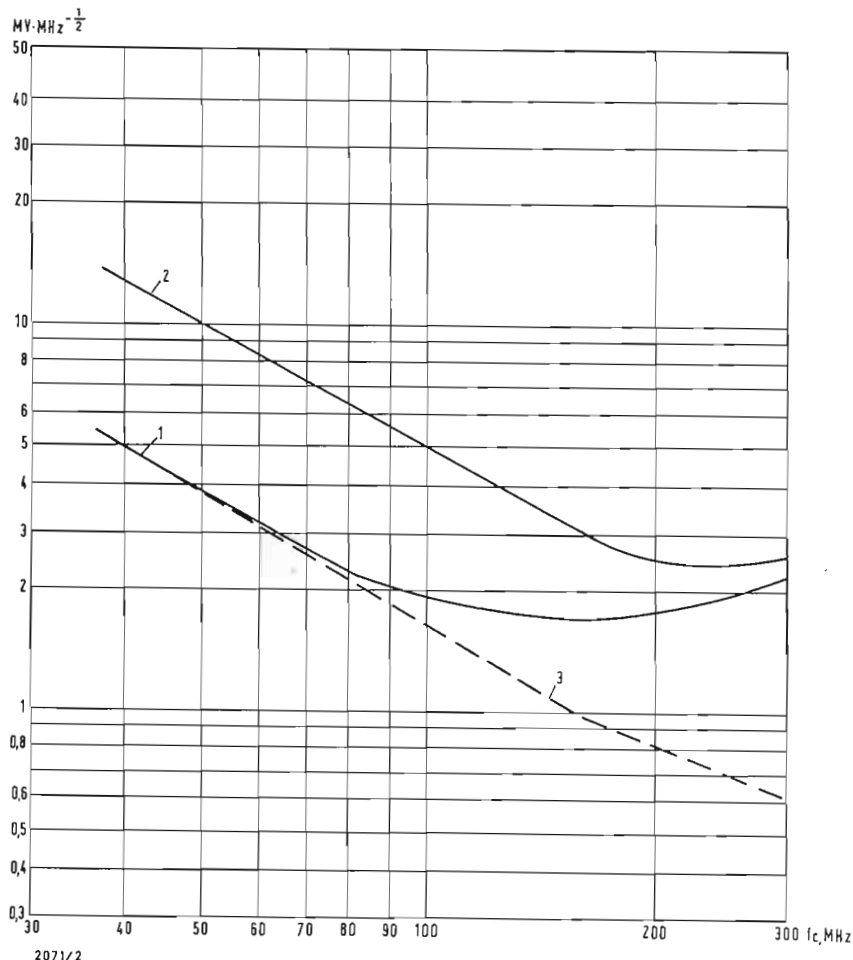



Fig. 2 - 1) Valore calcolato U_{max} per il sistema antenna-televisore (stadio di ingresso con il tubo 6H14П) 2) Valore U_{min} del massimo livello di rumore cosmico; 3) Livello di rumore del sistema antenna-televisore con amplificatore parametrico

dott. ing. A. Turrini

Note sul fattore di smorzamento negli amplificatori di bassa frequenza*

RICORDIAMO subito che cosa si intende per fattore di smorzamento di un amplificatore: è il rapporto fra l'impedenza di uscita nominale e l'impedenza di uscita reale misurata, vista dal carico.

L'impedenza di carico nominale è il valore dell'impedenza sulla quale l'amplificatore deve lavorare normalmente. Per es., l'uscita 16 Ω di un amplificatore deve essere normalmente collegata ad un altoparlante la cui bobina mobile abbia l'impedenza di 16 Ω.

Un carico differente riduce la prestazione. Ora, l'impedenza di uscita reale dell'amplificatore è senza relazione con la sua impedenza nominale e la presa all'uscita 16 Ω di un amplificatore può presentare qualunque impedenza misurata da — 16 a + 160 Ω.

Vedremo come sia possibile misurare l'impedenza di uscita di un amplificatore conoscendo il rapporto di trasformazione e il carico al secondario del trasformatore di uscita. Si applica una tensione all'entrata e si misura la tensione di uscita senza carico sull'amplificatore (mantenendo il livello del segnale al disotto del punto di sovraccarico). Si connette una resistenza variabile ai capi dell'uscita, se ne varia il valore fino a che la tensione di uscita cade a metà del valore letto in assenza del carico. La frazione della resistenza che così si misura in continua, e che ha fatto sì che la tensione cadesse a metà, è uguale all'impedenza di uscita del generatore costituito dallo stadio finale. Se la tensione aumenta quando si collega il carico, significa che l'impedenza di uscita è negativa ed una variazione di 2 a 1 della tensione dà il valore di resistenza che è uguale all'impedenza negativa. Evidentemente un'impedenza di uscita nulla non può essere misurata con questo metodo. L'impedenza è nulla se il collegamento del carico non provoca variazione della tensione di uscita.

Poichè il fattore di smorzamento di un amplificatore è uguale all'impedenza di carico nominale divisa per l'impedenza di uscita, il fattore di smorzamento può essere regolato variando l'impedenza di uscita. Può essere fatto uguale a 1 facendo in modo che l'impedenza di uscita sia uguale all'impedenza di carico; esso può diventare uguale a infinito rendendo nulla l'impedenza di uscita, e negativo se l'impedenza di uscita diviene negativa.

Si realizzano spesso amplificatori senza preoccuparsi di ciò che sia il fattore di smorzamento. Triodi senza controreazione presentano un fattore dell'ordine di 2 a 4. Si trova da 1 fino a 10 per i pentodi secondo il tasso di controreazione e da 10 a 30 in amplificatori equipaggiati con tetrodi e con sistemi di controreazione, o con amplificatori ultralineari. Si è però limitati nell'aumentare il valore del tasso di smorzamento, perchè la messa a punto diviene delicata. In certi apparecchi esiste la possibilità di dosare il tasso di smorzamento.

Il carico reale visto dal tubo di uscita è, grosso modo, il valore del carico secondario moltiplicato per il quadrato del rapporto di trasformazione. In questa operazione non si deve trascurare il valore della resistenza degli avvolgimenti, in certi casi essa può avere importanza; bisogna aggiungere quella del secondario all'impedenza di carico e aggiungere la resistenza del primario al risultato dell'operazione finale.

Un primario può avere per resistenza 200 Ω o 300 Ω, questo valore ha importanza rispetto a un carico di 4 kΩ, per esempio.

1. - MISURA DEL FATTORE DI SMORZAMENTO

È bene poter misurare il fattore di smorzamento di un amplificatore. Con altoparlante ad alto rendimento, si è stabilito che più il fattore di smorzamento è grande, migliore è la qualità, a motivo dell'eliminazione delle risonanze indesiderabili dell'altoparlante. Ora allo scopo di mettere a disposizione degli amatori dell'alta fedeltà degli altoparlanti di rendimento medio, i fabbricanti vendono questi elementi consigliando di metterli in contenitori speciali, che non apportino un gran che alla qualità all'estremo basso del registro, poichè questi altoparlanti non sopportano un forte fattore di smorzamento. Ne risulterebbe una riduzione del volume sonoro, specialmente alle frequenze basse. Il fabbricante può dare il fattore di smorzamento ottimo per un dato tipo, utilizzato in un certo mobile. Parecchi valori possono essere ammessi, secondo i gusti; è per questa ragione che si usano talvolta sistemi a fattore di smorzamento regolabile, di cui parleremo. Non si può dare una regola assoluta, poichè l'effetto prodotto è soggettivo. Il valore del fattore di smorzamento è anche legato al circuito di uscita adottato.

2. - METODO DELLA RESISTENZA VARIABILE

Si applica un segnale all'entrata, che si può prelevare da un generatore di bassa frequenza, o in modo semplicissimo, dall'accensione dei tubi. Si toglie il carico e si misura la tensione di uscita; il segnale di entrata è tenuto bassissimo; attenzione al deterioramento del trasformatore di uscita, la tensione ai suoi morsetti aumenta rapidamente quando il secondario è aperto. Si collega ai terminali del secondario una resistenza a filo di tipo di potenza sufficiente e regolabile. Si regola la resistenza variabile finchè il voltmetro indica la metà della tensione a vuoto. In queste condizioni, la tensione ai morsetti della resistenza variabile è uguale alla tensione ai capi dell'impedenza di uscita reale (fig. 1). Ora, si scollega la resistenza variabile, si misura il suo valore che è quello dell'impedenza di uscita dell'amplificatore (tecnicamente: l'impedenza reale della sorgente). Se l'impedenza nominale di uscita dell'amplificatore viene semplicemente divisa per questa resistenza così misurata, il risultato è il fattore di smorzamento. Nel caso presentato in fig. 1, supponiamo che il valore della resistenza variabile sia 1 Ω e che la misura sia fatta ai terminali 8 Ω dell'amplificatore, il fattore di smorzamento è $\frac{8}{1} = 8$. Se in queste misure la tensione ai terminali di uscita aumenta quando si connette il carico, è segno che il fattore di smorzamento è negativo, una variazione di 2 a 1 della

(*) Da *Le haut-parleur*, aprile 1964, pagg. 34-36.

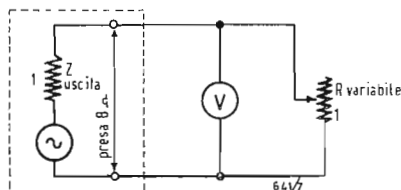



Fig. 1 - Circuito equivalente per la misura del fattore di smorzamento. Fattore di smorzamento $= \frac{Z\ nominale}{Z\ variabile} = \frac{8}{1} = 8$.

Fig. 2 - Fattore di smorzamento $= \frac{E_2}{E_1 - E_2} = \frac{4}{4,5 - 4} = 8$.

tensione dà il valore della resistenza che eguaglia l'impedenza negativa. Molti problemi possono presentarsi quando si utilizza questo metodo. Uno di questi è che, con amplificatori aventi un fortissimo fattore di morzamento, può essere difficile regolare e misurare i valori piccolissimi delle resistenze necessarie per far cadere la tensione a metà. In altri casi il problema è quello che si presenta quando resistenze piccolissime sono in parallelo ai terminali di uscita di un amplificatore, l'impedenza primaria del trasformatore di uscita bassa e la corrente di placca dei tubi di uscita diviene eccessiva, le placche possono arrossare troppo.

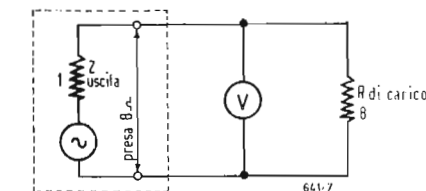
3. - METODO DELLA TENSIONE REGOLATA

Si applica una tensione all'entrata e si misura la tensione all'uscita senza carico, E_1. Poi si collega ai terminali di uscita dell'amplificatore una resistenza eguale all'impedenza di uscita nominale. L'amplificatore è così correttamente adattato, si misura E_2. Il fattore il smorzamento dell'amplificatore è semplicemente uguale a: $E_2/(E_1 - E_2)$.
Questa formula appare come l'inverso di quella che regge la regolazione. Infatti il fattore di smorzamento di un amplificatore corrisponde alla misura della regolazione di questo stesso. Se per es. la tensione di uscita cade solamente di una piccolissima quantità quando il circuito è caricato, la sua regolazione è buona (piccola) e il suo fattore di smorzamento è forte.
Per mostrare che questo metodo dà lo stesso risultato del metodo della resistenza variabile trattato in precedenza, esaminiamo lo schema di fig. 2. Supponiamo che si tratti dello stesso amplificatore di prima (quello relativo alla fig. 1), con la presa 8 Ω e l'impedenza di uscita 1 Ω. Si misurano per es., senza carico 4,5 V. Non c'è caduta ai capi dell'impedenza di uscita di 1 Ω, con una corrente nulla nel circuito. Col carico di 8 Ω in posto, si misurano 4 V; la tensione cade a 8/9 nel circuito in serie. Il fattore di smorzamento è $\frac{4}{4,5 - 4} = 8$, valore già trovato sopra.
La conoscenza del fattore di smorzamento è notevole per valutare la prestazione di un altoparlante e la qualità di un amplificatore.

4. EFFETTI SULLA CURVA DI RISPOSTA DI UN ALTOPARLANTE

Si può esaminare l'effetto prodotto sulla curva di risposta di un altoparlante con l'introduzione di una resistenza in serie con la bobina mobile, resistenza il cui valore è uguale all'impedenza nominale dell'altoparlante; questo, se l'amplificatore non deve essere usato con uno smorzamento variabile. Si è visto che si arriva ad un fattore di smorzamento di 8 quando con l'altoparlante collegato alla presa 16 Ω di un amplificatore, ci si accorge che l'impedenza reale è solamente di 2 Ω. In generale una controreazione più negativa viene impiegata, l'impedenza della sorgente dell'amplificatore (visto come un generatore) cade, il suo smorzamento aumenta ed anche il suo fattore di smorzamento. Amplificatori equipaggiati con tubi a fascio diretto hanno un fattore di smorzamento posto fra 1 e 10, funzione del tasso di controreazione adottata; si raggiungono, l'abbiamo visto, valori da 10 a 30 con circuiti ultralineari.
Vediamo che cosa avviene quando si inserisce una resistenza in serie con la bobina mobile, quando questi due elementi hanno valori uguali. In realtà non si è cambiato niente all'amplificatore, per modo che si può dire che il suo fattore di smorzamento non viene influenzato, è l'insieme amplificatore-altoparlante che si deve considerare modificato. Se, nell'esempio già citato, si inserisce una resistenza di 16 Ω, il fattore di smorzamento è:

$$\frac{16}{2 + 16} = 0,9.$$

Secondo le istruzioni del fabbricante, si è realizzato un sistema il cui fattore di smorzamento è prossimo a 1. Nel caso di un amplificatore previsto per una regolazione del fattore di smorzamento, non bisogna aggiungere una resistenza come si è ora fatto. Una resistenza in serie che sia vicina al valore dell'impedenza nominale dell'altoparlante viene usata per abbassare il fattore di smorzamento reale dell'amplificatore di potenza.
Allo scopo di vedere (e di sentire) l'effetto di queste resistenze in serie, indicheremo certe misure. Un altoparlante di 38 cm, bobina mobile 8 Ω, di tipo « woofer » montato in un bass-reflex, è stato impiegato per queste prove. Non si sono fatte esperienze per controllare l'adattamento del contenitore acustico all'altoparlante; tuttavia le curve rilevate hanno dimostrato che l'adattamento era corretto. Nelle misure non ci si è interessati alla risposta dell'altoparlante in sè, il problema considerato è stato soltanto un confronto tra il comportamento dell'altoparlante con o senza resistenza di 8 Ω in serie. In tutti i casi, le misure sono state fatte con l'ausilio di un amplificatore avente un fortissimo fattore di smorzamento.
Le curve che mostra la fig. 3 rappresentano l'impedenza vista dall'amplificatore, nelle seguenti condizioni: in alto con resistenza in serie, in basso senza resistenza in serie. La misura dell'impedenza è stata fatta al punto X dello schema. Si può vedere che c'è minor variazione d'impedenza vista dall'amplificatore, quando la resistenza è in posto.

Quando questa è tolta via, il rapporto delle impedenze fra creste e minimi è 64 a 8 o 8 a 1, mentre questo rapporto è 70 a 16 ossia meno di 4,5 a 1 quando c'è in posto una resistenza. Allora con la resistenza in serie .l'amplificatore vede minor variazione di impedenza. La ragione di questa differenza di impedenza è che nella zona corrispondente all'avallamento della curva, l'impedenza dell'altoparlante è quasi totalmente resistiva e anche, aggiungendo una resistenza di 8 Ω all'impedenza di 8 Ω dell'altoparlante, si ottiene un'impedenza di 16 Ω. Nella zona delle creste l'impedenza è solo parzialmente resistiva ed ha una maggior impedenza mozionale. L'effetto della resistenza in serie, relativamente piccola rispetto alla forte impedenza ai massimi, è meno marcata.

L'aggiunta della resistenza, in realtà, scarica l'altoparlante ed effettivamente riduce il fattore di smorzamento. Senza la resistenza, l'altoparlante vede la piccola resistenza interna dell'amplificatore. Con la resistenza esso vede un'impedenza interna più forte e per questa ragione il sistema è meno fortemente smorzato. Le curve di tensione della fig. 4 sono state rilevate direttamente ai terminali dell'altoparlante, la curva superiore corrisponde al caso in cui la resistenza è assente. La tensione ai capi dell'altoparlante è ben costante entro l'intera gamma. L'amplificatore lavora come una sorgente di tensione costante di forte fattore di smorzamento. Ma con la resistenza in circuito (curva inferiore), si nota un cambiamento totale, che porta una perdita di regolarità. Intorno a 200 Hz, la tensione applicata all'altoparlante è quasi la metà di quella all'entrata. Ciò può spiegarsi per il fatto che in questa regione, l'impedenza dell'altoparlante è quasi la stessa del valore della resistenza messa in serie, in modo che la tensione si divide in parti eguali tra l'altoparlante e la resistenza. Al verificarsi dei due massimi dell'impedenza, a 40 e a 80 Hz, la tensione applicata all'altoparlante cresce praticamente fino al valore massimo dell'entrata; ciò si spiega, poichè l'impedenza dell'altoparlante raggiunge un valore altissimo a queste due frequenze. Ne consegue che la massima parte della tensione appaia ai terminali dell'altoparlante, mentre ai capi della resistenza la tensione è piccolissima. La curva della tensione presenta due massimi, che corrispondono ai massimi dell'impedenza. Talvolta lo stesso fenomeno si produce a frequenze più alte. Oltre 1000 o 2000 Hz, come l'impedenza continua a crescere gradualmente con la frequenza, si trova maggior tensione ai morsetti dell'altoparlante e minor caduta di tensione ai capi della resistenza in serie. Si può constatare che la curva inferiore sale progressivamente verso la curva superiore alle frequenze più alte.

5. - RISPOSTA DELL'ALTOPARLANTE

Ora vediamo qual'è il risultato sulla prestazione finale. Possiamo supporre che secondo la curva in basso di fig. 4, avremo una perdita nel responso di circa 6 dB alle frequenze centrali, intorno ai 200 Hz. Ciò segue dal fatto che solo la metà della tensione di entrata è applicata all'altoparlante. Poi alle frequenze corrispondenti ai massimi di impedenza si ottiene un aumento dell'uscita. L'esame delle curve di fig. 5 ne dimostra l'esistenza. La curva superiore dà la risposta acustica dell'altoparlante in assenza della resistenza, mentre la resistenza c'è in corrispondenza della curva inferiore. Si nota che intorno a 200 Hz vi è un scarto di 6 dB tra le due curve. Poi alle frequenze più basse di 70 o 80 Hz la curva di risposta risale quasi fino al valore del livello di uscita senza resistenza.

In realtà se si sovrappongono le due curve in modo che le punte a 200 Hz coincidano, allora è facile vedere quale sia il guadagno acquisito alle frequenze basse per effetto della resistenza in serie. Lo stesso effetto appare intorno ai 1000 Hz. Siccome la risposta del-

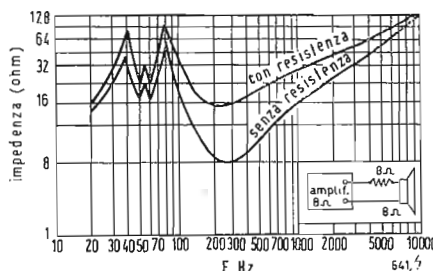



Fig. 3. - Curve dell'impedenza di un altoparlante montato in uno schermo acustico accordato, con o senza resistenza in serie.

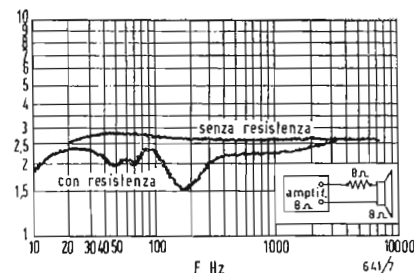



Fig. 4 - Tensione fornita ai capi della bobina mobile.

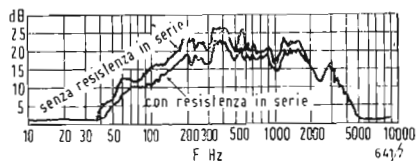



Fig. 5 - Curva di risposta acustica di un altoparlante, indicante la prestazione finale, con e senza resistenza in serie.

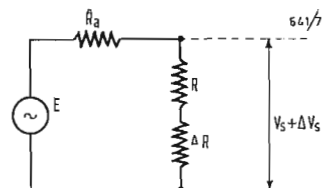



Fig. 7 - Circuito equivalente dell'amplificatore per l'esempio del testo.

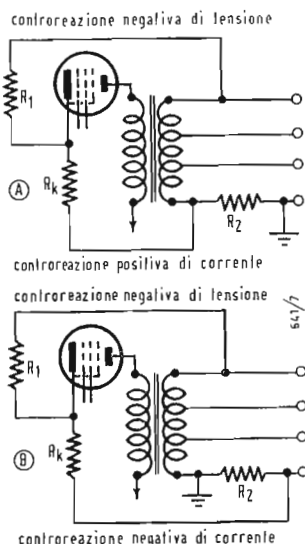



Fig. 6 - Circuiti a controreazione combinata di corrente e di tensione.

l'altoparlante esaminato è minima al di sotto di 40 o 50 Hz, non si rileva alcun effetto in questa parte estrema della curva.

L'aggiunta di una resistenza in serie può così apparire completamente vantaggiosa quando è necessario un forte smorzamento dell'altoparlante, poichè la risposta alle basse frequenze di tali altoparlanti è spesso di un livello minimo, a meno che il carico reale sia fornito dal contenitore acustico.

L'impiego della resistenza appare ben utile quando un simile altoparlante è installato in un baffle infinito per il quale la risposta alle frequenze basse è particolarmente buona.

Quando la resistenza di 8 Ω è inserita in serie con la bobina mobile di 8 Ω dell'altoparlante, l'impedenza primaria del trasformatore di uscita è più alta; ne risulta un disadattamento di impedenza per il circuito anodico del tubo di uscita. Non c'è soltanto una perdita di potenza nella resistenza in serie stessa, ma anche, a motivo del disadattamento, un abbassamento del livello di potenza possibile da ottenere. Per indurre l'effetto del disadattamento si raccomanda quando si impiega un simile circuito, di connettere l'altoparlante alla presa 16 Ω del trasformatore di uscita, invece che alla presa 8 Ω, che si utilizzerà in assenza della resistenza in serie. Con un altoparlante di 16 Ω occorre una presa a 32 Ω, altrimenti bisogna ammettere la perdita di potenza.

Con amplificatori nei quali è previsto un forte tasso di controreazione, la perdita di potenza dovuta al disadattamento non è molto grande. L'effetto finale di un cattivo adattamento è l'apparizione di una stessa percentuale di distorsione per un'uscita minore. In generale un aumento dell'impedenza primaria del trasformatore di uscita comporta maggior distorsione; in certi casi quest'ultima è invece più ridotta. Tutto ciò dipende dal circuito e dalle condizioni di impiego. Nel caso di uno stadio in controfase in classe *A* o *AB*, la distorsione appare quando il carico aumenta.

Con circuiti in controfase di triodi, o in controfase in classe *AB* o ultralineari, la distorsione può essere un poco ridotta.

5. - È NECESSARIO PROVVEDERE UN DISPOSITIVO DI SMORZAMENTO VARIABILE?

Possono essere interessanti alcune considerazioni aggiuntive. Essendo il fattore di smorzamento di un amplificatore un fatto soggettivo, è augurabile che l'utente possa variare questo fattore. Con lo smorzamento si ottiene un miglioramento delle prestazioni dell'altoparlante. La prestazione resa da un altoparlante è influenzata dall'impedenza della sorgente che lo alimenta.

Uno smorzamento variabile fa sì che sia possibile rendere ottimo il valore dell'impedenza della sorgente. Vi sono tre principi fondamentali che reggono questo soggetto e lo spirito di ciascuno di essi sembra incompatibile e contradditorio rispetto agli altri.

a) È certo che un altoparlante debba essere allo smorzamento critico, funzione del sistema di altoparlante impiegato, esso è generalmente raggiunto quando l'altoparlante è all'incirca adattato all'amplificatore ed il fattore di smorzamento è circa di 1 a 2. Si dovrebbe considerare un campo di 1 a 10 di smorzamento variabile in quasi tutti i sistemi, se lo smorzamento critico fosse la sola considerazione.

b) Si pensa che l'altoparlante debba essere adattato in impedenza alle frequenze estreme. La maggior parte degli altoparlanti presentano un forte aumento di impedenza alle frequenze basse ed alte. Se si usa un amplificatore a tensione di uscita costante, con un'impedenza di uscita nulla, la potenza nell'altoparlante diminuisce (perchè occorre una maggior tensione per mantenere costante la potenza ai casi di un'impedenza crescente). Reciprocamente, una sorgente di impedenza alta può permettere l'adattamento dell'impedenza dell'altoparlante alle frequenze alte e a quelle basse; si ottiene una curva di rendimento in potenza più regolare. È necessario raggiungere un'impedenza di uscita pari a 10 volte l'impedenza di carico (fattore di smorzamento di 0,1), per seguire i dati di questo principio.

c) Si prospetta la necessità di un fattore di smorzamento infinito, ovvero il più alto possibile, ottenuto per mezzo di una sorgente di impedenza vicina a zero. Il ragionamento considera questo principio tale che un'impedenza nulla corto circuita la forza contro elettromotrice dovuta a movimenti indesiderabili dell'altoparlante e così si producono spostamenti più strettamente legati a ciò che fornisce l'amplificatore; ne consegue una distorsione minore ed una miglior risposta ai transitori e pure un'uscita dell'amplificatore indipendente dalle variazioni di impedenza dell'altoparlante.

6. - SISTEMI DI SMORZAMENTO VARIABILE

Si fa variare lo smorzamento per mezzo di varianti della controreazione dallo stadio di uscita. La maggior parte degli amplificatori di potenza di qualità sono provvisti di un circuito di controreazione, che diminuisce l'impedenza di uscita. È anche possibile aumentare l'impedenza di uscita sfruttando una controreazione positiva di tensione. È tuttavia pratico impiegare una controreazione di corrente, e l'effetto della controreazione di corrente sull'impedenza di uscita è inverso di quello che dà la controreazione di tensione. La controreazione di corrente positiva diminuisce la impedenza di uscita, mentre la controreazione di corrente negativa l'aumenta. È abitudine, attualmente, combinare la centroreazione di corrente con quella di tensione per ottenere un vasto campo di impedenza comandata. La fig. 6 illustra come le controreazioni di corrente e di tensione possano essere combinate allo scopo di ottenere qualunque impedenza di uscita e qualsiasi fattore di smorzamento desiderati. In A, una controreazione negativa di tensione viene combinata con una controreazione positiva di corrente, che abbassa l'impedenza di uscita e che aumenta il fattore di smorzamento.
In B, la combinazione di una controreazione di tensione negativa e di una controreazione di corrente negativa aumenta l'impedenza di uscita e riduce il fattore di smorzamento. In ogni caso R_K è la resistenza di catodo dello stadio al quale è applicata la controreazione. R_1 e R_2 formano un divisore di tensione che governa la frazione di tensione rinviata. R_2 è la resistenza che si dispone in serie col carico. La corrente che circola attraverso il carico R_2 produce una caduta di tensione ai capi di R_2 che viene rinviata per una controreazione proporzionale alla corrente. R_2 deve essere piccola, altrimenti sarebbe dissipata in questa resistenza troppa potenza utile nel carico. Poichè è piccola, essa può essere inserita in serie con R_K, o diversamente la sua presenza in parallelo modificherebbe il modo di lavoro dello stadio polarizzato da R_K.
Più R_K è di valore alto, più la corrente di controreazione è forte. anche variazioni nel carico possono produrre variazioni nella controreazione di corrente. Cambiamenti come lo spostamento di un altoparlante a differenti impedenze di uscita apportano una variazione nell'impedenza di uscita e nel fattore di smorzamento a motivo del cambiamento nel rapporto di controreazione di tensione e di corrente. È interessante fare prove con diversi valori di smorzamento sopra un amplificatore Williamson ultralineare, ponendo al posto di R_2 un reostato di 0,5 Ω. Si può usare una resistenza di 1 Ω. È prudenza impiegare questo secondo insieme, poichè con un solo reostato, un cattivo contatto del cursore comporterebbe un aumento della resistenza, il quale provocherebbe una variazione nel valore della corrente di controreazione.
Il circuito fornisce un campo approssimativo di variazione di impedenza di uscita (su 16 Ω nominali di uscita) da — 12 Ω a + 1 Ω, se la controreazione di corrente è positiva.
La variazione totale possibile si estende da circa — 1,3 a + 1, includendo l'infinito in questa zona.

7. - CALCOLO DELLA RESISTENZA DI SMORZAMENTO

Sia un amplificatore il cui circuito equivalente è rappresentato in fig. 7. Si tratta di un generatore di tensione che dà una tensione E e la cui resistenza interna è R_a o resistenza di smorzamento di uscita dell'amplificatore. Quando il carico di uscita è R, troviamo ai capi di R una tensione V_S che diviene $V_S + \Delta V_S$ quando il carico diviene $R + \Delta R$. Dunque coi due valori R e $R + \Delta R$ del carico, possiamo misurare V_S e $V_S + \Delta V_S$ e dedurre il valore della resistenza di smorzamento con un calcolo semplice.

La relazione del divisore di tensione ci dà:

$$V_S = \frac{R}{R + R_S} E$$

che diviene, se si considerano i valori per i quali la variazione entra in gioco:

$$V_S + \Delta V_S = \frac{R + \Delta R}{R + \Delta R + R_S} E$$

Dividiamo queste due equazioni una per l'altra, E si elimina, inoltre trascureremo ΔR rispetto a R al numeratore e arriveremo alla formula approssimata:

$$R_S \cong R \frac{\Delta V_S/V_S}{(\Delta R/R) - (\Delta V_S/V_S)}.$$

Sia per esempio un amplificatore in cui:
$V_S = 70$ V; $\Delta V_S = 4{,}9$ V; $R = 20$ Ω; $\Delta R = 10$ Ω.
Si trova $R_S \cong 3{,}2$ Ω, che dà un valore di smorzamento sufficiente su $R = 20$ Ω (bobina mobile). *A*

dott. ing. Antonio Longhi

Amplificatore transistorizzato 10W in classe B*

Attualmente la maggior parte degli amplificatori di potenza a transistori funziona in classe B e ciò per ragioni di ordine essenzialmente pratico; infatti uno stadio di uscita equipaggiato con semiconduttori è molto più facile da «addomesticare» in classe B che non in classe A, od anche in A-B, per esempio la dissipazione del calore eccedente è più facile da risolvere quando lo stadio di potenza è polarizzato per la classe B.
Però, per pretendere di qualificare di alta fedeltà tali circuiti, essi devono essere ben studiati, poichè è certo che sono assai sensibili alle variazioni di temperatura, come alla regolazione precisa del punto di lavoro dello stadio di uscita.
Ma questi problemi non hanno per fortuna niente di insolubile, la miglior prova essendo l'amplificatore qui sotto descritto — che è dovuto ancora una volta ai tecnici dei laboratori di applicazione Mullard — le cui caratteristiche sono estremamente interessanti, come i nostri lettori potranno giudicare grazie all'esame delle varie curve fornite del fabbricante.

Fig. 5 - Vista di insieme del campione dell'amplificatore. I quattro transistori di potenza sono montati su un unico radiatore in alluminio annerito.

1. - LO SCHEMA

L'amplificatore mette in opera 7 transistori (5 *p-n-p* e 2 *n-p-n*) montati conformemente allo schema di fig. 1. Un OC44 costituisce lo stadio di entrata T_{R1}). Si noti che la sua polarizzazione di bassa è ottenuta in un modo un poco particolare per mezzo di un ponte di resistenze (R_2 e R_3) disposto tra il collettore di uscita e la massa: il carico di entrata R_1 fa ritorno al punto comune a queste due resistenze, disaccoppiato a massa per mezzo del condensatore C_2. I segnali amplificati vengono prelevati ai capi della resistenza R_4 (12 kΩ) di carico disposta in serie nel circuito di collettore di T_{R1}. Essi sono applicati alla base del transistore *n-p-n*, AC127 (T_{R2}) attraverso il condensatore C_4; questo transistore è collegato, tramite R_{10}, alla resistenza R_{11} (33 Ω) ai capi della quale appaiono le tensioni del circuito di controreazione principale (50 dB). Questo circuito riguarda tutto l'amplificatore; esso è preso direttamente dalla bobina mobile dell'altoparlante. Precisiamo che le tensioni di controreazione disponibili dipendono dall'impedenza «vista» da T_{R2}, la quale è funzione del carico del collettore di T_{R1}. Si nota, in serie nella linea, una resistenza R_{18} e un condensatore C_8 ad essa in parallelo: questo condensatore ha per effetto di opporsi all'entrata in oscillazione dell'amplificatore, quando esso funziona in regime rettangolare. Questa azione è completata da quella di un circuito di controreazione costituito da R_{13} e C_7 e che tende esso pure a stabilizzare il circuito ed a regolarizzare il suo comportamento. Il collettore di T_{R2} (AC127) è direttamente collegato alla base di T_{R3} (AF118). Una compensazione termica è prevista al livello di questo stadio: termistore R_{19} in parallelo alla resistenza R_{17}. Ricordiamo che l'associazione di questi due elementi permette di stabilizzare la corrente di riposo dello stadio di uscita e di renderlo indipendente dalle variazioni di tensioni fra basi ed emettitori dello stadio pilota, variazioni dovute agli scarti di temperatura. Sempre a proposito di T_{R3} si può notare il piccolo valore della resistenza R_{12} e l'uso, nel circuito di emettitore, di una resistenza R_{14} non disaccoppiata, quest'ultima essendo destinata a creare una controreazione locale, messa qui a profitto per ridurre le dispersioni delle caratteristiche del transistore usato (AF118). Lo stesso transistore (T_{R3}) ha il suo circuito di collettore direttamente accoppiato allo stadio pilota costituito da due transistori T_{R4} e T_{R5} rispettivamente *p-n-p* e *n-p-n*, il circuito dei quali è assolutamente classico, specialmente riguardo ai collegamenti (diretti) al controfase di uscita (T_{R6} e T_{R7}). Notia-

(*) Di A. CHAILLÉ, tradotto da *Toute l'Electronique*, n. 283, febbraio 1964, pagg. 63-65.

mo che il collegamento all'altoparlante, la cui impedenza (ottima) deve essere 15 Ω, si fa con l'intermediario di un condensatore (C) di forte valore: 1250 μF/40 V. Riguardo alla tensione di polarizzazione, diciamo che deve essere uguale o superiore a 1 V; quanto alla resistenza R_{26}, inserita nel circuito di base di T_{27}, precisiamo che (al momento della messa a punto) essa deve essere regolata in modo da ottenere una corrente di polarizzazione di 10 mA.

2. - L'ALIMENTAZIONE

La corrente richiesta da uno stadio di uscita funzionante in classe B varia entro ampi limiti, perciò l'alimentazione deve essere calcolata in modo da fornire una tensione di uscita più costante possibile. Ciò implica, tra l'altro, che essa sia molto poco resistente. L'ideale è evidentemente di disporre di una sorgente regolata. Tuttavia il progettista non ha giudicato necessario passar per questa via, poichè si è accontentato di uno schema semplicissimo (fig. 2), in cui il filtraggio è unicamente ottenuto montando come tamvone un condensatore di fortissimo palore.

Nessuna resistenza, nè bobina, è inserita nel polo meno dell'alimentazione, il che può evidentemente sorprendere un pochino, ma si giustifica perfettamente quando si sappia che l'erogazione istantanea (nel caso della versione stereofonica dell'amplificatore) può passare da 140 mA in riposo a 800 mA a pieno carico. La tensione massima disponibile all'uscita dell'alimentazione non deve in nessun caso superare 42 V (come la corrente di 140 mA), poichè, altrimenti, le caratteristiche limite dei transistori di uscita sarebbero superate. Al contrario, questa tensione continua non deve scendere al di sotto di 38 V (per una corrente di 800 mA), in mancanza di che, la potenza modulata massima sarebbe inferiore a 10 W. È per queste varie ragioni che il primario del trasformatore di alimentazione è munito di prese permettenti una regolazione precisa di quest'ultimo (di 10 V in 10 V) alla tensione di rete. Le tensioni di polarizzazione destinate agli stadi di uscita vengono raddrizzate e filtrate separatamente; notiamo che resistenze di 3,9 kΩ sono disposte in serie in ciascuno dei due rami di polarizzazione, « isolando » così in qualche modo, l'uno dall'altro, gli stadi di potenza della versione stereofonica del circuito.

3. - COSTRUZIONE DEI RADIATORI

Benchè in un circuito in classe B il problema della dissipazione del calore non si ponga con l'acuità necessaria per uno stadio polarizzato per la classe A, conviene sempre montare i transistori di potenza sopra un « radiatore » opportunamente studiato, tuttavia, come ci si può rendere conto dalla fotografia illustrante questo studio, le di-

Fig. 1 - Schema dettagliato dell'amplificatore di potenza, 10 W, classe B. Il circuito impiega solo 7 transistori, dei quali 2 *n-p-n* (T_{R2} e T_{R5}) e 5 *p-n-p*. Il sistema controfase di uscita è del tipo a simmetria complementare ed alimenta l'altoparlante mediante un condensatore (C_{10}) di forte valore. Un termistore (R_{19}, da 1000 a 2 000 Ω a 25 °C) permette di stabilizzare efficacemente il circuito in temperatura.

Fig. 3 - Risposta ampiezza-frequenza dell'amplificatore, in funzione della potenza di uscita su z = 15Ω: 1 W (in *a*), a 10 W (in *b*).

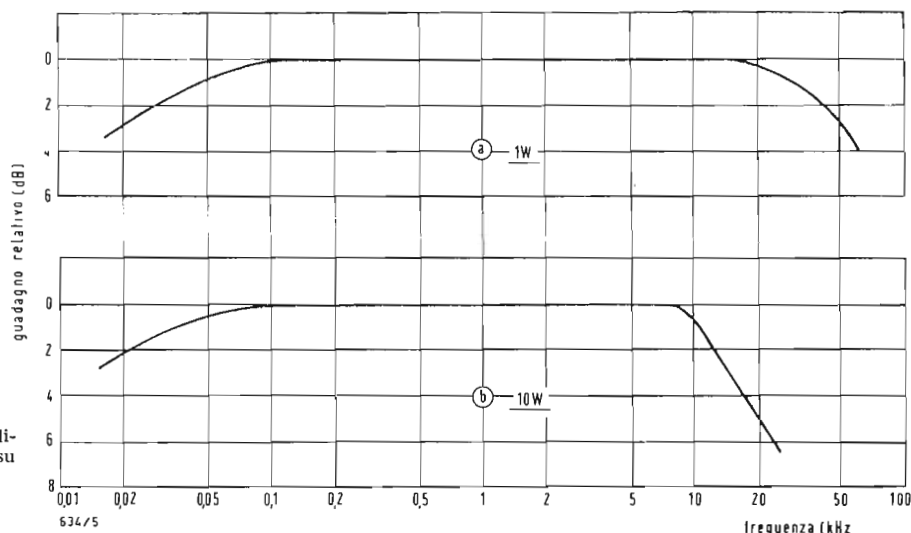



Fig. 4 Tasso di distorsione armonica totale in funzione della potenza di uscita. Essa è solo l'1 % a 9 W.

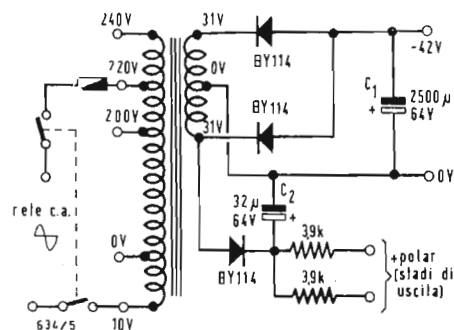
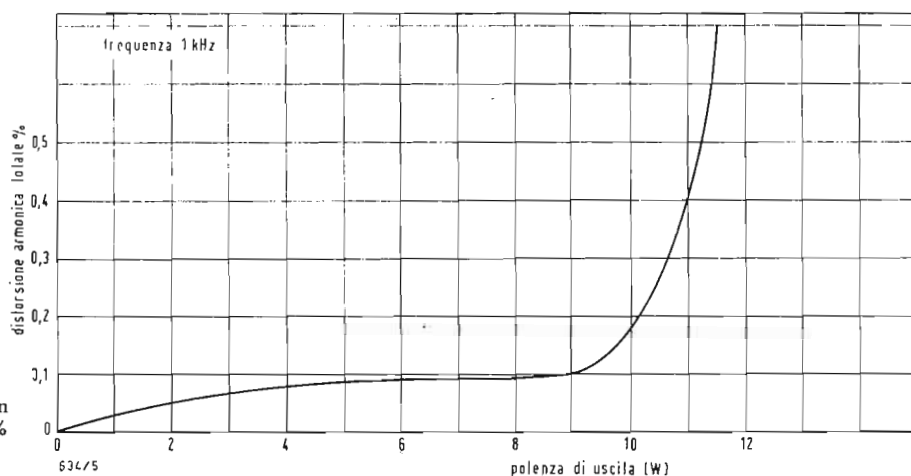



Fig. 2 - Alimentatore impiegato in collegamento coll'amplificatore di fig. 1. Esso fornisce normalmente 42 V con una corrente che può variare tra 140 mA (a riposo) e 800 mA a pieno carico (caso di circuito stereofonico).

mensioni necessarie non sono per nulla proibitive, dato che la versione transistorizzata del montaggio non richiede che una sola piastra di alluminio di 11 × 28 cm. (spessore: 2,5 mm.) per i *quattro* transistori di potenza.

Si segnala tuttavia che per ottenere una ventilazione sufficiente, conviene disporre questa piastra verticalmente nella utilizzazione normale. Beninteso le disposizioni adottate qui devono essere rispettate, diciamo: uso di una piastra verniciata in nero matto, montaggio dei transistori con l'interposizione di rondelle isolanti in mica e impiego di grasso ai siliconi. Quanto ai transistori dello stadio pilota (T_{R4} e T_{R5}) non conviene dimenticarli: anche essi devono essere montati su « radiatori » più modesti, è vero, ma la superfice dei quali non deve essere inferiore a 35 cm² (spessore della piastra: 1 mm.). Una buona precauzione consisterà, del resto, nel placcarli contro il telaio.

4. - LE PRESTAZIONI

Passiamo ora a spulciare i risulati delle misure. Riguardo alla sensibilità non si può che essere molto soddisfatti delle cifre ottenute: infatti la potenza di uscita di 10 W viene ottenuta con una corrente all'entrata (resistenza $R_1 = 180$ Ω) di 60 μA.

La risposta in frequenza, in funzione della potenza di uscita fornita, è pure interessantissima. Le curve di fig. 3 sono, a questo riguardo, le più esplicite. Così, a 1 W (fig. 3a) l'amplificatore è lineare entro circa 1 dB, fra 50 Hz e 20 kHz; a 10 W (fig. 3 b) l'insieme è ancora lineare, sempre entro 1 dB, fra 50 Hz e 10 kHz.

La distorsione armonica totale (rilevata in funzione della potenza modulata) rimane sempre bassissima. Così, da 2 a 4 W essa è dell'ordine 0,05%; da 2 a 9 W essa passa lentamente dallo 0,06 allo 0,1%; a 10 W essa è ancora appena dello 0,15%. Ecco valori che, certamente, non hanno bisogno di commenti e militano in favore di un circuito, le cui prestazioni sembra siano per lo meno « onestissime », soprattutto da parte di un apparecchio utilizzante, per lo stadio di potenza, transistori, la frequenza di taglio dei quali non è superiore a 4 kHz. *A*

dott. ing. Antonio Contoni

Complesso di riverberazione a transistori*

PER EQUIPAGGIARE una catena di alta fedeltà con un dispositivo permettente di ottenere un effetto di riverberazione o di eco, sono possibili molte soluzioni. Quella le cui prestazioni sono le migliori consiste nell'impiegare un magnetofono con più testine magnetiche di riproduzione sfalsate.
L'installazione ha l'inconveniente di una notevole complessità e di un alto prezzo di vendita. Rimangono le soluzioni dell'altoparlante riverberante o della linea di ritardo a molle, che permette di usare un altoparlante normale.

Descriveremo qui sotto un complesso equipaggiato con una linea di ritardo a molle Hammond. La linea di ritardo Hammond può essere utilizzata secondo diversi schemi. Si può ad es. concepire un amplificatore di bassa frequenza completo avente al suo ingresso la linea di ritardo predetta, con preamplificatore e amplificatore di potenza alimentanti un altoparlante. Le tensioni di bassa frequenza di alimentazione di questo amplificatore vengono prelevate dalla bobina mobile dell'altoparlante della catena di alta fedeltà o dell'elettrofono e l'effetto di riverberazione è regolabile col pontenziometro dosante le tensioni applicate all'amplificatore di riverberazione.

Il complesso di riverberazione viene inscrito nella catena amplificatrice normale avente l'amplificatore di potenza. Due varianti di schema sono previste secondo l'ampiezza delle tensioni di bassa frequenza, che costituiscono la sorgente di modulazione. Nel primo schema la sensibilità di entrata è di 1 V e nel secondo di 1 V e 5 mV.
Tensioni di bassa frequenza dell'ordine del volt saranno facilmente prelevate all'uscita dell'amplificatore e applicate all'entrata E_1 del complesso di riverberazione. L'entrata E_2 la cui sensibilità è più alta (5 mV) corrisponde all'uso di uno stadio preamplificatore supplementare. In questo caso le tensioni di bassa frequenza possono essere prelevate all'uscita della sorgente di modulazione.
Le tensioni di uscita, delle quali l'ampiezza è dell'ordine del volt, vengono applicate all'amplificatore normale della catena comprendente preamplificatore e amplificatore di potenza. Si noti che non si ottiene alcuna amplificazione di tensione utilizzando l'entrata E_1, il cui livello di entrata e di 1 V, il compito del dispositivo non essendo quello di amplificare, ma di permettere una riverberazione regolabile. La regolazione della riverberazione viene ottenuta con un potenziometro facente parte di un mescolatore, che acconsente tutte le posizioni intermedie fra la soppressione della riverberazione e la riverberazione massima.

1. - SCHEMA DI PRINCIPIO

Lo schema di principio dell'insieme di riverberazione a transistori è indicato in fig. 1. Gli elementi contornati da linee tratteggiate corrispondono all'utilizzazione di uno stadio preamplificatore supplementare. In fig. 2 è dato il piano di cablaggio della versione più corrente, senza preamplificatore. Nella maggior parte dei casi è infatti facile prelevare dalla catena di alta fedeltà all'uscita dell'amplificatore una tensione per l'entrata, la cui ampiezza sia di circa 1 V.
La linea di ritardo Hammond costituisce un insieme completo del quale basta fare i collegamenti all'entrata e all'uscita. Il trasduttore che traduce le tensioni in vibrazioni è rappresentato schematicamente da un avvolgimento che agisce sopra un magnete. Due molle trasmettono queste vibrazioni con un certo ritardo al secondo trasduttore che converte in tensioni queste vibrazioni. Questo secondo trasduttore può essere considerato come una specie di pick-up elettrodinamico. Il ritardo delle tensioni di uscita rispetto a quelle che sono applicate all'entrata del trasduttore dipende dalla lunghezza delle molle e dalle loro caratteristiche. Più grande è l'ampiezza delle tensioni e più grande è la durata delle vibrazioni delle molle, cioè maggiore è il tempo di ritardo.
Il tempo di riverberazione viene dunque regolato modificando l'ampiezza delle tensioni di entrata. Le due molle separate della linea Hammond corrispondono a ritardi di 28 e 37 msec. Il trasduttore di entrata richiede una certa potenza che rende necessario l'uso di un amplificatore a due stadi;

(*) Da *Le haut-parleur*, n. 1074, aprile 1964, pagg. 48-49.

un pilota OC71 o AC122G e un controfase di uscita di due OC72 o AC131/30. Le tensioni di entrata sono applicate alla base del pilota OC71, per mezzo di una resistenza in serie di 1,5 kΩ e un condensatore di 10 μF. Questa base è polarizzata dal ponte 47 kΩ-4,7 kΩ fra — 9 V e massa (+ 9 V). L'emettitore è stabilizzato da una resistenza di 150 Ω, disaccoppiata da un elettrolitico di 10 μF.

I due transistori OC72 sono montati in controfase ad alimentazione in serie e polarizati rispettivamente da due ponti 2,2 kΩ e 68 Ω. Le tensioni di uscita prelevate dal condensatore 10 μF vengono applicate all'entrata del trasformatore attraverso una resistenza in serie di 10 Ω. A motivo della gamma di frequenze medie corrispondenti alla riverberazione non è necessario prevedere condensatori di accoppiamento e di disaccoppiamento di capacità molto forte.

Le tensioni di uscita del trasduttore vengono applicate con un condensatore di 10 μF alla base del transistore OC71 polarizzato dal ponte 100 kΩ-10 kΩ ed il cui carico di collettore e di 5,6 kΩ. Dopo amplificazione, le tensioni prelevate sul collettore vengono applicate ai terminali di uscita da una rete a *T* comprendente le due resistenze in serie di 22 kΩ e 10 kΩ e il potenziometro di 50 kΩ, il cui cursore è collegato a massa. L'altro estremo dello stesso potenziometro è collegato al punto comune delle due resistenze di 10 kΩ montate in serie fra i terminali di entrata e di uscita, e in parallelo ad una resistenza di 4,7 kΩ.

Questo circuito consente un dosaggio molto progressivo della riverberazione. Quando il cursore del potenziometro (massa) è spostato verso l'estremità del potenziometro collegata alle due resistenze di 22 e 10 kΩ, è evidente che le tensioni di riverberazione non vengono più trasmesse ai morsetti di uscita e che le tensioni di entrata vengono trasmesse direttamente a questi morsetti di uscita attraverso un circuito a *T*.

Spostando il cursore dal lato opposto la frazione della tensione di entrata applicata direttamente all'uscita diminuisce e le tensioni di riverberazione aumentano. Si ottiene così una regolazione molto progressiva della riverberazione per mezzo di questo mescolatore a resistenze. Questo dispositivo è interessante, poichè è evidente che se la riverberazione è utile in certi casi, è talvolta necessario sopprimerla.

2. - MONTAGGIO E FILATURA

Tutti gli elementi sono fissati sopra un telaio di 25 × 12 × 8 cm. La notevole profondità del telaio è necessaria (8 cm) per fissare sulla parte inferiore il piccolo telaio del riverberatore.

L'insieme di riverberazione propriamente detto, coi suoi due trasduttori e le sue due molle viene infatti mon-

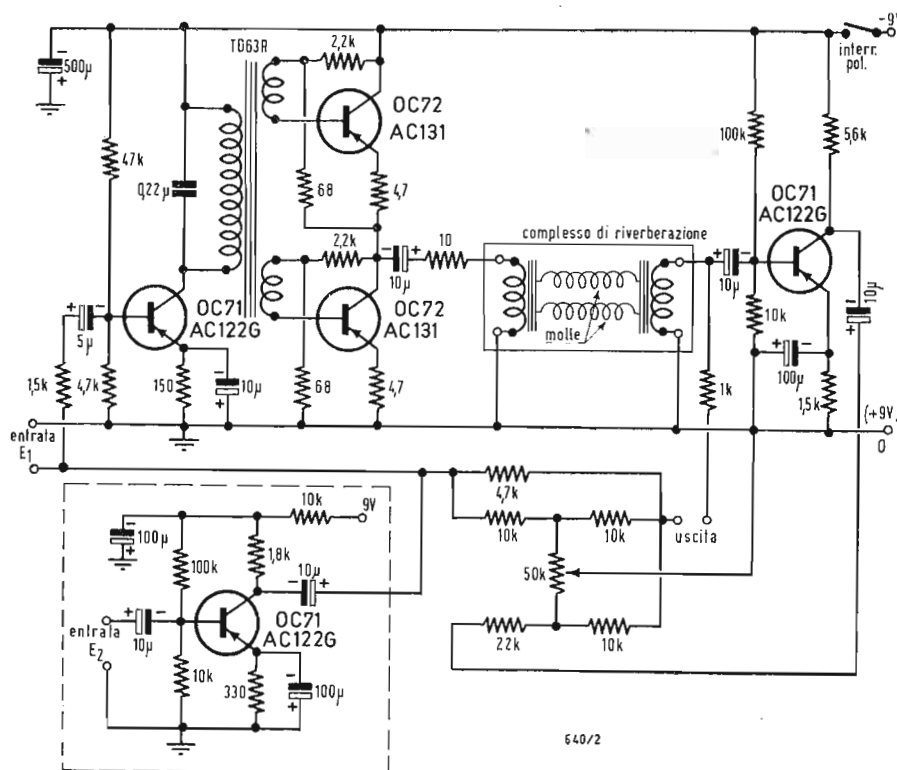



Fig. 1 - Schema di principio del riverberatore.

Fig. 2 - Piano di montaggio della parte inferiore del telaio.

tato con sospensione elastica e mantenuto al centro del telaio ausiliario da quattro molle. Le entrate e le uscite dei trasduttori sono collegate da due fili elastici alle due prese coassiali del telaio ausiliario.

L'amplificatore di entrata è montato su una piastrina di bachelite con due file di 7 linguette ciascuna, di 34 × × 55 mm.

Questa piastrina viene fissata, dopo il montaggio, sul lato destro del telaio principale per mezzo di due intermediari di 20 mm. Il cablaggio è facilitato dall'uso delle pagliette, che permettono di saldare direttamente gli elementi, come pure i fili di uscita dei transistori.

L'amplificatore di uscita del riverberatore è montato su una seconda basetta di bachelite con due serie di 6 pagliette ciascuna, di 35 × 45 mm. Essa è fissata da un solo sostegno intermedio sul lato sinistro del telaio principale.

Questa basetta comprende tra l'altro le resistenze del mescolatore.

Il lato anteriore del telaio supporta il potenzionetro con interruttore di dosaggio della riverberazione; il lato posteriore comporta le due prese di entrata e di uscita. *A*

Un nuovo microscopio elettronico di elevato potere risolutivo di impiego specifico per biologia

Una ditta di Manchester ha sviluppato un microscopio elettronico che, secondo quanto essa dichiara, avrebbe un potere risolutivo superiore a quello di qualsiasi altro strumento del genere, essendo, nello stesso tempo, di uso agevole.

Gli attuali microscopi elettronici vengono usati soprattutto dai biologi, tuttavia, grazie ad un gran numero di accessori, possono essere adoperati per altri scopi. Il nuovo strumento è stato concepito in maniera specifica per i biologi.

Il suo sistema di controllo è estremamente semplice ed elimina le costanti regolazioni; gli esemplari da esaminarsi possono essere posti sullo strumento, con rapidità; inoltre, viene impedita la loro contaminazione, cosicchè possono essere esaminati più a lungo; viene fornito quanto serve ad una registrazione fotografica. L'obiettivo usa una nuova lente con breve lunghezza focale che rappresenta un cambiamento radicale rispetto alla geometria delle lenti convenzionali.

(*i.s.*)

0557 – Sig. W. Rinaldi - Bologna

D. Ho costruito un amplificatore stereo, con 1-EF86, 1-ECC83 e 2-EL84 (naturalmente per canale), ora desidero uno schema di un buon preamplificatore per pilotare detto amplificatore.

R. Le alleghiamo lo schema di un preamplificatore stereofonico PHILIPS particolarmente adatto al suo amplificatore di potenza. Il preamplificatore è capace di pilotare un amplificatore da 20 W; per potenze minori è opportuno inserire un attenuatore resistivo fra il potenziometro di volume RV28 ed il commutatore SC3.
Una descrizione dettagliata si trova nel Bollettino Tecnico d'Informazione n. 16 Philips alle pagine 27÷32.
Un altro schema di preamplificatore confacente al suo caso è illustrato nell'articolo « *Su un preamplificatore stereofonico* » a pag. 126 e seguenti del n. 3, marzo 1963 de *l'antenna.* *(a.f.)*

0558 – Sig. G. Righele - S. Tomio (VI)

D. Nel mio impianto HI-FI monoaurale ho usato un amplificatore EICO mod. HF12 che prevede un ingresso con 5 mV di sensibilità chiuso su una impedenza di 47 kΩ. A questo ho collegato una cartuccia a riluttanza variabile GE VRII 4G 052 che dà un segnale di 10 mV. Risultati: uscita in altoparlante quasi nulla.
Vorrei sapere:
1) Se la cartuccia in questione richiede un ingresso con valore di impedenza diverso da 47 kΩ e, se sì, che circuito mi consigliate per evitare l'impiego di un trasformatore.
2) Un giudizio sull'amplificatore da me usato.
3) Che braccio mi consigliate (attualmente ho il GARRARD) da usare in unione con il giradischi Garrard mod. 301.

R. 1) La cartuccia GE VRII 4G 052 richiede una resistenza di carico variabile a seconda della capacità del cavetto schermato di collegamento all'amplificatore. Con un cavetto medio di 200 pF, la resistenza di carico ottima è 47 kΩ. È da escludere che la mancata uscita in altoparlante sia dovuta al solo disadattamento fra testina del fonorivelatore ed ingresso dell'amplificatore.
L'insuccesso è certamente imputabile ad altre cause (capsula deteriorata, difetto dell'amplificatore, altoparlante frenato ecc.).
Nel caso di impedenza di carico della testina fonografica diversa dalla resistenza di entrata dell'amplificatore, per evitare un trasformatore adattatore, conviene sostituire detta resistenza di ingresso con altra uguale a quella di carico ottimo del pick-up. Ma nel suo caso ciò non è necessario, perchè 47 kΩ devono bene adattarsi alla cartuccia VR II.
2) L'amplificatore EICO HF 12, pur non essendo di classe eccelsa, è da ritenersi buono e può dare notevole soddisfazione.
3) Non vediamo perchè Ella voglia cambiare il braccio. Coi complessi GARRARD i bracci più consigliabili sono ancora i GARRARD (ad es.: il braccio professionale TPA 12).
(a.f.)

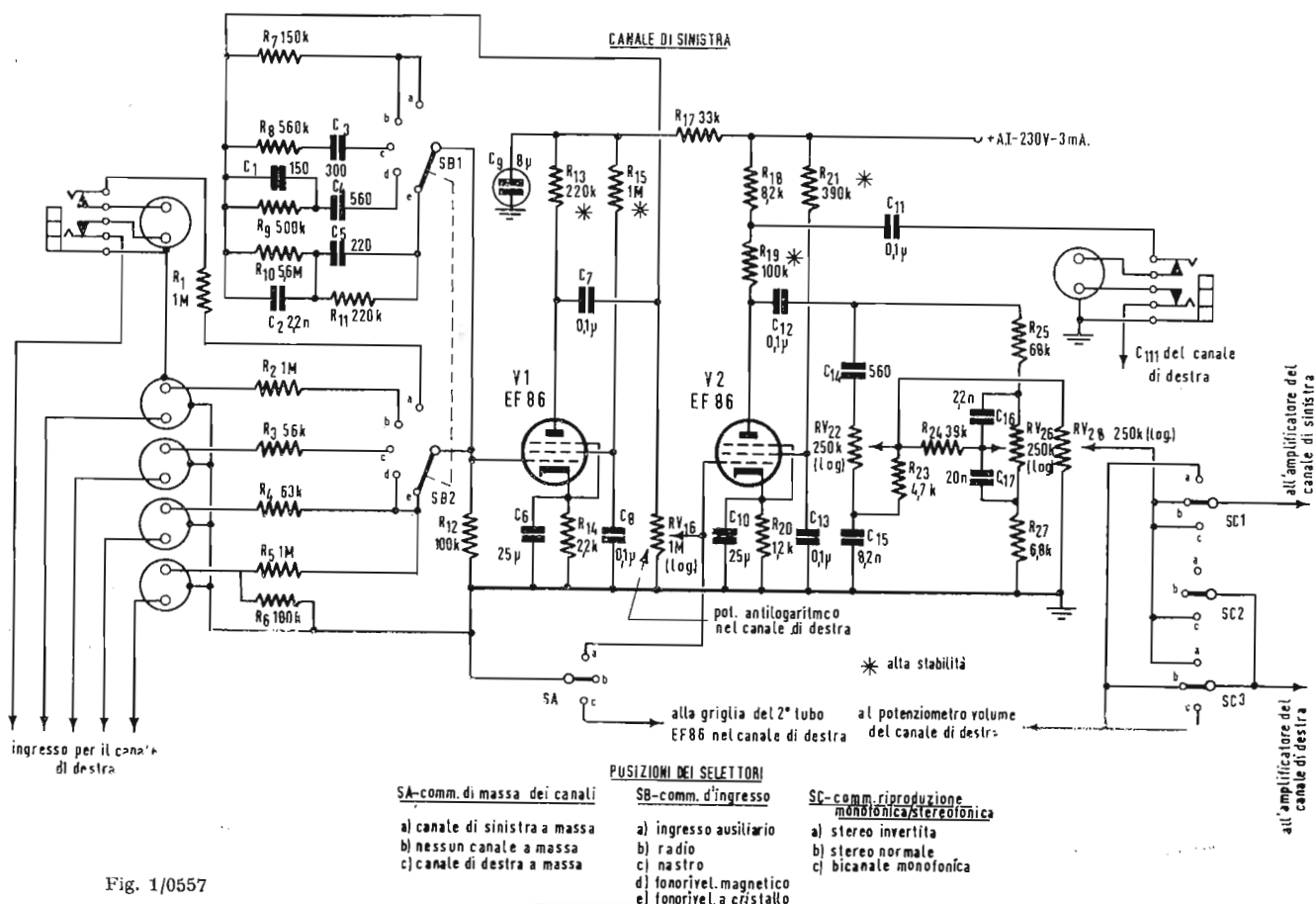
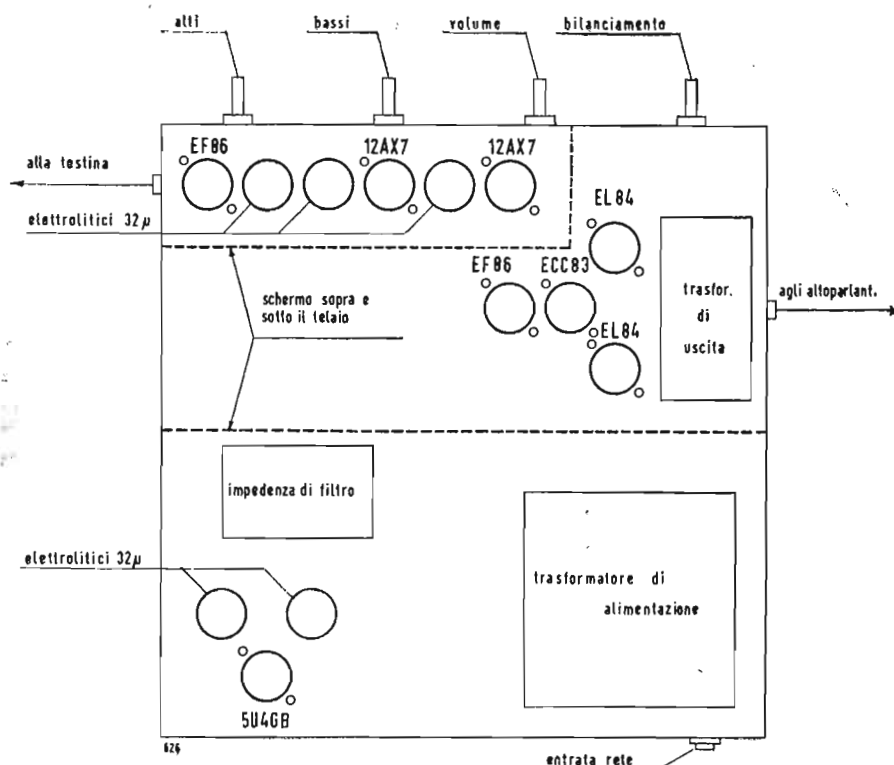



Fig. 1/0557

Fig. 1/0559

0559 – *Sig. G. Beucci - Chiappa (La Spezia)*

D. Vi porgo i seguenti quesiti:

1) Lo schema apparso su *l'antenna* aprile 1962, pag. 220, relativo all'amplificatore stereofonico TLR262 è esatto in ogni sua parte e componente?

2) Può essere collegato a detto amplificatore il preamplificatore apparso sul N. 3 de *l'antenna* marzo 1963, pag. 126? E come, se sì?

3) È esatto in ogni sua parte e componente lo schema di detto preamplificatore?

4) È possibile realizzare dai detti circuiti un solo canale da usarsi in monofonia?

5) È possibile riunire sullo stesso telaio amplificatore, preamplificatore e alimentatore? Se sì, posso adottare la allegata disposizione dei componenti senza eccessivi rischi?

6) Vorrei conoscere, per il suddetto preamplificatore, la ragione della presenza nel controllo dei toni alti del potenziometro da 500 kΩ a doppio cursore.

7) Posso alimentare un solo canale, senza eccessiva diminuizione di potenza e senza altri inconvenienti, con un trasformatore 280-0-280 150 mA?

R. 1) Riteniamo che lo schema del TLR262 sia corretto. Possiamo garantire la perfetta corrispondenza dello schema da noi pubblicato a quello originale della rivista « *Toute la Radio* » dalla quale abbiamo dedotto l'articolo in oggetto. Noi non abbiamo costruito il TLR262 e quindi non possiamo assicurare in modo assoluto che non possa rendersi utile qualche piccola variante.

2) Sì, il preamplificatore di Ch. Dartevelle è adatto ad alimentare il TLR262. Per il collegamento basta far coincidere l'uscita del preamplificatore con l'entrata del TLR 262. L'alimentatore di quest'ultimo è già previsto per alimentare anche il preamplificatore stereo.

3) Quanto detto al punto 1) è valido anche per il preamplificatore.

4) Per solito si ricava un unico canale monofonico mettendo in parallelo i due canali stereo (cioè collegando tra loro gli ingressi corrispondenti dei preamplificatori) raddoppiando così la potenza di uscita. Si può però mettere a massa le entrate di un preamplificatore e lasciare in funzione l'altro da solo, cioè sfruttare un solo canale; la potenza è quella di un solo amplificatore, quindi è la metà di quelle ottenibili mettendo in parallelo i due canali.

5) La cosa è possibile, ma bisogna fare in modo che il trasformatore di alimentazione abbia l'asse a 90° con gli assi dei trasformatori di uscita. Meglio ancora è trovare sperimentalmente la posizione del T. A. che dà il minimo ronzio negli altoparlanti.
Si consiglia di montare l'alimentatore in un telaio separato, che potrà essere alimentato dai complessi di amplificazione in modo da eliminare completamente l'induzione del T.A. sui T.U. e su altre parti.
Dal suo schema non ci risulta chiaro dove intenda collocare i componenti del 2° canale.

6) Generalmente la presa da collegare a massa è fissa ed esattamente al centro del potenziometro. Rendendo variabile tale presa si ottiene una maggior esaltazione degli acuti a scapito dell'attenuazione degli stessi, o viceversa. Comunque nello schema proposto il correttore di tono deve essere realizzato secondo la fig. 8b di pag. 129 *l'antenna* n. 3, Marzo 1963).

7) Sì per il preamplificatore. L'amplificatore richiede 340 V per lo stadio finale; la diminuzione di ben 60 V porterebbe ad una sensibile diminuzione della potenza di uscita e conseguente aumento della distorsione.

(*a.f.*)

0560 – Sig. F. Margani - Firenze.

D. Posseggo un radioricevitore Philips mod. B7X14A/09 Bi-ampli con unità di riverberazione, già predisposto per la ricezione dei programmi in filodiffusione; questo apparecchio però non mi soddisfa in quanto il sintonizzatore in OL non ammette una banda audio maggiore di 6500-7000 Hz. È possibile modificare lo schema originale in modo da migliorare la riproduzione? Gradirei inoltre avere degli schemi di sintonizzatori Hi-Fi adatti *solo* per la ricezione della filodiffusione in modo da avere una banda audio estesa almeno quanto quella della modulazione di frequenza e i nominativi delle ditte che costruiscono detti sintonizzatori o che li vendono in scatole di montaggio.

R. Siamo spiacenti di non poterLe fornire gli schemi da Lei desiderati, perchè gli adattatori per filodiffusione hanno ormai subíto la sorte degli adattatori per MF, cioè sono praticamente scomparsi dal mercato.
Le fabbriche radio forniscono gli apparecchi completi di OL coi canali predisposti per la filodiffusione.
Gli unici adattatori per F.D. oggi facilmente reperibili sono il SIEMENS ed il PHONOLA mod. AFD1.
Oltre alla PHILIPS le seguenti ditte fabbricano ricevitori completi per la filodiffusione:
PHONOLA: Mod. FD3-B, L. 27.500.
GELOSO: Mod. G375 SA, L. 49.800.
ALLOCCHIO BACCHINI: Mod. FD609 Hi-Fi, L. 59.000.
WATT RADIO: Mod. WR777 OL, L. 49.000.
MAGNETI MARELLI: Mod. RD216 MF. *(a.f.)*

0561 – Sig. Greco Agostino – Lecce

D. Gradirei un giudizio sul giradischi Philips AG2009 e sul bass-reflex Geloso equipaggiato con gli altoparlanti SP251 e SP102. Si può adattare questo diffusore con l'amplificatore Philips descritto a pag. 182 del N. 7 luglio 1958, di *alta fedeltà*? Ci sono errori in tale schema? Infine quale testina mi consigliate per l'AG2009? Quella ceramica può dirsi di alta fedeltà?

R. Tutti i prodotti Philips sono raccomandabili. Talvolta i loro prezzi relativamente bassi (esclusi gli strumenti di misura) fanno pensare che si tratti di apparecchi mediocri, mentre sono di classe semiprofessionale. Perciò è certo che il giradischi stereo AG2009 Le darà grande soddisfazione.
Circa l'adattamento del bass-reflex Geloso all'amplificatore Philips 11W (o anche più) diremo che, pur essendo la cosa possibile, sarebbe preferibile un altoparlante per le note medie e basse di maggior potenza per una più fedele riproduzione dei transitori; infatti l'altoparlante deve sempre essere di potenza esuberante per non « strozzare » l'amplificatore.
Ecco le correzioni da apportare allo schema di fig. 4 a pag. 182 del N. 7, luglio 1958 di *alta fedeltà*:
— eliminare il collegamento tra griglia e placca del 1° triodo dell'ECC83;
— le griglie controllo dei tubi EL84 non devono essere in contatto con le rispettive griglie soppressori,
— la resistenza in serie all'alimentazione delle griglie schermo è di 3,9 kΩ e non di 39 kΩ,
— la resistenza di controreazione è di 2,2 kΩ e non di 2,2 MΩ.
— il condensatore di fuga dello schermo dell'EF86 è di 47.000 pF e non di 4700 pF.
Per il giradischi AG2009 è consigliabile la testina piezoelettrica stereo tipo AG3304 senz'altro classificabile di alta fedeltà con la puntina di diamante per microsolco.

(a f.)

0562– Sig. A. D'Ajetti - Cagliari
D. Desidera avere informazioni circa la radioriparazione degli apparecchi a modulazione di frequenza.
R. Se lei ha già una certa pratica nella riparazione degli apparecchi destinati alla ricezione della AM, non troverà certamente difficoltà alcuna per riparare apparecchi del tipo a modulazione di frequenza, specialmente se in primo luogo si renderà conto di come essi funzionino.
A tale scopo le consigliamo di leggere attentamente il libro del prof. Dilda, *Radioricevitori per modulazione di frequenza*, il cui costo è di lire 1.300 e che può richiedere alla libreria universitaria Levrotto & Bella C. V. Emanuele 28, Torino.
Nel libro *Guida alla messa a punto dei ricevitori TV* troverà anche qualche accenno alla messa a punto della sezione audio che le interesserà in modo particolare.

(P. Soati)

0563 – Sig. G. Francesci - Milano

D. Chiede la pubblicazione di un convertitore a transistori adatto per le bande dei radioamatori.

R. Lo schema di un convertitore a transistori per le gamme radiantistiche, e realizzato recentemente da un OM francese con ottimo risultato è riportato in figura 1. Nello stesso si fa uso di tre transistori del tipo OC170.
Gli avvolgimenti delle bobine, di tipo intercambiabile, saranno avvolti su dei supporti aventi un diametro di 14 mm muniti di nucleo magnetico regolabile.
Banda 7 MHz. Bobina L^1 = primario 1-2, 6 spire di filo da 10/100 protette da tubetto in plastica e avvolte sopra il secondario dal lato massa. Secondario 4-5 = 32 spire di filo di rame smaltato 3/10, unite con presa 3 alla 12° spira dal lato freddo. C^1 = 30 pF.
Bobina L^2 = primario 1-2 = 4 spire come L^1, secondario 4-5 = 32 spire come L^1, presa 3 alla 10° spira dal lato freddo. C^4 = 30 pF.
Bobina L^3 = primario 1-2 37 spire come L^1; secondario 3-4 4 spire come L^1; C^6 = 30 pF.
Cristallo 5600-5800 kHz oppure 8200-8500 kHz.
Banda 14 MHz. Bobina L^1 = 1-2, 5 spire di filo come sopra; 4-5 20 spire presa 3 alla 8° spira. C^1 = 20 pF.
Bobina L^2 = 1-2 4 spire; 4-5 = 20 spire presa 3 alla 6° spira C^4 = 20 pF; Bobina L^3 = 1-2 = 23 spire; 4-5 3 spire; C^6 = 20 pF.
Cristallo: 4250-4333 kHz oppure 5100-5250 kHz.
Banda 21 MHz. Bobina L^1 = 1-2: 3 spire; 4-5: 12 spire presa 3 alla 6ª spira; C^1 = 15 pF.
Bobina L^2 = 1-2: 3 spire, 4-5: 12 spire con presa 3 alla 6ª spira. C^4 = 15 pF. Bobina L^3 = 1-2: 14 spire; 3-4 : 3 spire; C^6 = 15 pF.
Cristallo: 6660-6675 oppure 7650-7700 kHz
L^4 è costituito da una comune bobina per onda media sulla quale saranno avvolte, e fissate con cera, 12 spire di filo coperto in seta.
Se il condensatore variabile C^3 sarà scelto

con una capacità dell'ordine di 140 pF l'esplorazione delle varie gamme verrà effettuata sintonizzando il ricevitore sulla banda dell'onda media compresa tra 1000 e 1500 kHz. La messa a punto del convertitore non presenta eccessive difficoltà. In primo luogo ci si assicura che il trasformatore MF (L^4) risuoni sulla gamma da esplorare collegando la sua uscita, tramite cavo coassiale al ricevitore ed inserendo nel circuito il solo Tr^2. Manovrando C^8 si dovrà notare un sensibile aumento del rumore di fondo. Eseguita tale prova si metteranno in circuito tutte le bobine relative la gamma dei 7 MHz, gli altri transistori ed il cristallo, che ad esempio potrà essere scelto per la frequenza di 5700 kc/s, inserendo provvisoriamente un milliamperometro da 0-5 mA fra il della linea e l'estremo 2 di L^3. Regolando il nucleo si osserverà una caduta di corrente del quarzo sulla sua fondamentale che potrà essere controllata con un ricevitore locale. Può darsi che il numero delle spire dell'avvolgimento 1-2 relativo L^3 sia un po' elevato per ottenere l'accordo sulle frequenze alte. In tal caso occorre togliere qualche spira. Identico procedimento dovrà essere seguito per le gamme dei 14 e 21 MHz. Disponendo di un grid-dip le operazioni di messa a punto saranno naturalmente molto semplificate.

Collegando l'antenna all'ingresso ed il convertitore al ricevitore sintonizzato sulla gamma delle onde medie, usando un cristallo da 5700 kHz e le bobine L^1, L^2 e L^3 per i 7 MHz si dovranno udire le stazioni radiofoniche che trasmettono in tale gamma e i dilettanti.

Sintonizzando su una stazione ben udibile e regolando i nuclei di L^1 e L^2 si dovrà ottenere un notevole aumento dell'intensità. Le stesse operazioni dovranno essere ripetute per le altre gamme.

Componenti: C^1, C^4, C^8; C^7, C^6 = vedi testo; C^2 = 10.000 pF; C^3 = 10.000 pF; C^5 = 10.000 pF; C^9, C^{10} = 10.000 pF.

R^1 = 33.000 Ω; R^2 = 4700 Ω; R^3 = 560 Ω; R^4 = 27.000 Ω; R^5 = 5600 Ω; R^6 = 470.000 Ω; R^7 = 470 Ω.

(P. Soati)

0564 – Sig. G. Ravaioli - Ravenna

D. Desidera alcuni schiarimenti circa i manuali editi dalla Editrice Il Rostro.

R. Gli argomenti che le interessano sono trattati con abbondanza nei seguenti manuali editi dalla casa Editrice Il Rostro: Callegari, *Radiotecnica per il laboratorio*, Lire 3.000. In esso sono trattati tutti gli argomenti inerenti il funzionamento e la realizzazione degli organi essenziali dei circuiti radioelettrici. Lo sviluppo dell'indirizzo pratico, i numerosi abachi, nomogrammi e formule molto complete, fanno di questo volume un elemento indispensabile per il radiotecnico.

Pellegrino, *Trasformatori di potenza e di alimentazione*, L. 2.500. L'argomento è trattato in modo completo ed in maniera tale che è assimilabile con tutta facilità. È un opera indispensabile per coloro che desiderano costruire i propri trasformatori ed autotrasformatori.

Le consigliamo anche la monografia del Pellegrino *Bobine per basse frequenze* la quale consente di imparare le leggi fondamentali in base alle quali si sviluppa organicamente la teoria, le applicazioni, le misure ed il progetto delle bobine. Il suo costo è di lire 500.

(P. Soati)

05.5 – Sig. I. De Vietro - Bologna

D. È richiesto lo schema di un Grip Dip a transistori particolarmente semplificato, di ingombro molto limitato a maneggevole con facilità.

R. In figura 1 è rappresentato lo schema di un Grid Dip le cui caratteristiche rispondono esattamente a quelle richieste. Esso è adatto a coprire la gamma compresa fra i 2 ed i 240 MHz ma puo anche essere adattato a coprire la gamma delle onde medie. Il transistore usato è del tipo 2N1742, per il quale non esistono corrispondenti europei aventi caratteristiche similari. Si tratta di un transistore prodotto dalla Philco la quale in Italia è rappresentata dalla ditta Carel, Via Varese 8, Milano. Il circuito in questione

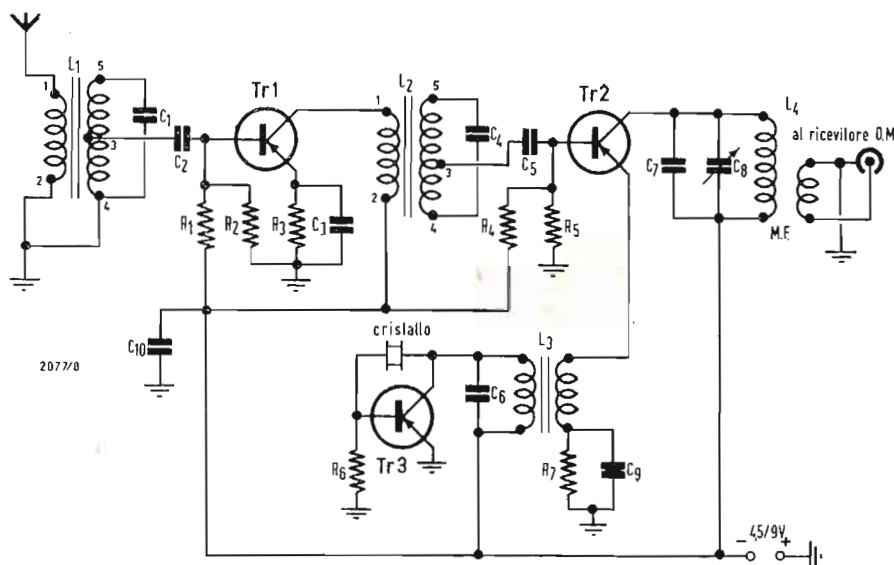



Fig. 1/0563

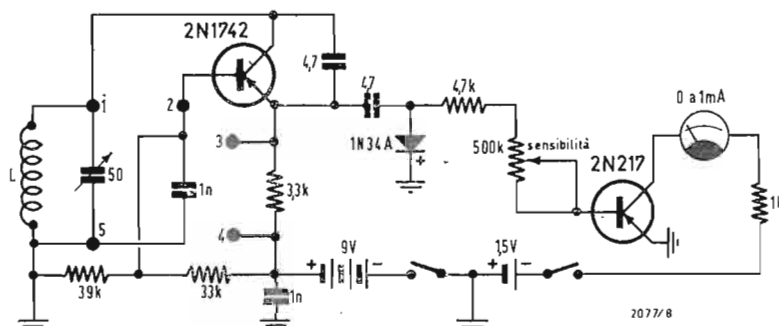



Fig. 1/0565

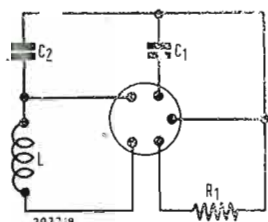



Fig. 2/0565

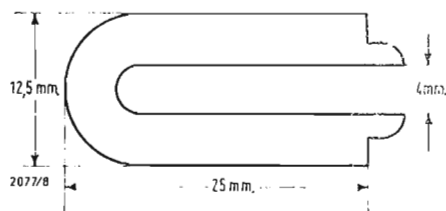



Fig. 3/0565

è stato realizzato negli Stati Uniti dalla West-Hartford. I numeri 1, 2, 3, 4 e 5 indicati nello schema corrispondono alle estremità delle bobine, che sono del tipo intercambiabile, come è mostrato in figura 2, e alle quali sono unite i condensatori C^1 e C^2 e la resistenza R^1.

I valori delle varie bobine e dei relativi componenti è il seguente:

Gamma da 2 a 4 MHz: 90 spire di filo da 25/100 isolato, spire unite su un supporto da 19 mm. di diametro avvolte su una lunghezza di 25 mm. C^1 = 100 pF, C^2 = 20 pF, R^1 = escluso.

Gamma da 4 a 8 MHz: 72 spire di filo da 32/100 isolato, a spire unite su un supporto avente 12,5 mm. di diametro avvolte su una lunghezza di 25 mm. C^1 = 17 pF, C^2 escluso, R^1 escluso.

Gamma da 7 a 15 MHz: 43 spire di filo da 50/100 su un supporto filettato da 12 mm con passo di 0,8 mm. C^1 = 20 pF, C^2 escluso, R^1 escluso.

Gamma da 12 a 25 MHz: 17 spire di filo da 50/100 come per la gamma precedente. C^1 = 20 pF, C^2 escluso, R^1 escluso.

Gamma da 23 a 50 MHz: 7 spire di filo da 50/100 come sopra. C^1 = 10 pF, C^2 escluso. R^1 escluso.

Gamma da 23 a 50 MHz: 7 spire di filo da 50/100 come sopra. C^1 = 10 pF, C^2 escluso. R^1 escluso.

Gamma da 40 a 90 MHz: 3 spire come sopra. C^1 = 10 pF, C^2 escluso. R^1 escluso.

Gamma da 70 a 150 MHz: 2 spire di filo da 2,5 mm. diametro 12,5 lunghezza 6,5 mm. C^1 = 10 pF, C^2 = escluso, R^1 = 220 Ω.

Gamma da 100 a 230 MHz: Bobina a ferro di cavallo come da figura 3. C^1 escluso, C^2 escluso, R^1 = 220 Ω.

La costruzione deve essere compatta ed i collegamenti ridotti al minimo inspensabile, dove possibile devono essere aboliti.

(*P. Soati*)

0566 – Sig. S. Ardito - Udine

Apparecchio di telecomando

D. Desidera alcuni chiarimenti circa un articolo relativo un dispositivo di telecomando elettronico pubblicato a suo tempo su *l'antenna.*

R. L'articolo al quale fa riferimento è stato estratto dalla rivista *Elektronik* del giugno 1962, come è stato indicato in calce allo stesso. Trattandosi perciò di un apparecchio che non è stato realizzato in Italia non siamo in grado di darle i chiarimenti richiesti. Alcuni dei suoi quesiti possono trovare risposta nell'articolo stesso come, ad esempio, il calcolo di *L* e *C*. Il condensatore elettrolitico *C* evidentemente ha la polarità positiva dal lato delle rotaie.

Evidentemente l'apparecchiatura descritta ha un carattere industriale perciò se ne consiglia la costruzione esclusivamente a chi disponga di un'ottima attrezzatura ed abbia una certa familiarità nel calcolo dei circuiti.

(*P. Soati*)

0567 – Geom. M. Schepis - Modica

D. Sono richiesti valori relativi lo schema di un trasmettitore sperimentale pubblicato su *l'antenna.*

R. Mentre il valore del condensatore variabile può essere dell'ordine dei 10 pF, gli altri elementi devono essere trovati sperimentalmente.

Trattandosi di una realizzazione industriale sono stati pubblicati tutti quei dati che ci sono stati forniti dalla ditta costruttrice. Ad ogni modo, prossimamente, su questa stessa rubrica pubblicheremo uno schema più completo di un apparecchiatura del genere.

(*P. Soati*)

0568 – Sig. L. Maurer - Munchen

D. È richiesto il nominativo di una scuola seria, per corrispondenza, presso la quale sia possibile seguire un corso di elettronica.

R. Le scuole per corrispondenza in Italia sono molte, ma ben poche consentono agli allievi di ottenere dei risultati positivi, dato che contrariamente a quanto si verifica in altri paesi esse non sono sotto il diretto controllo dello Stato. Questa situazione fa si che nel nostro Paese anche in tale campo gli speculatori, abbiano via libera e purtroppo ne sanno qualcosa molti che si sono iscritti a talune di queste scuole eseguendo dei corsi per i quali era necessaria, per lo meno, la preparazione di scuola media inferiore.

Attualmente posso segnalarle due nominativi:

a) Scuola Italiana, Via Regina Margherita, 294/M - Roma, presso la quale potrà seguire un corso di perito industriale.

b) Scuola Radio Elettra, Via Stellone 5 - Torino, presso la quale è possibile seguire alcuni corsi pratici, con fornitura di materiale per il montaggio, molto ben congegnati. Esiste un corso *Radio-Stereo* comprendente 48 lezioni; un corso *TV Strumenti,* con 12 lezioni; un corso di *Elettrotecnica* (corso E) con 35 lezioni; un corso *Transistori* con 25 lezioni; un corso *Radio Strumenti* con 22 lezioni, ed infine il corso TV, 48 lezioni. Per informazioni potrà rivolgersi direttamente a mio nome a tali scuole.

(*P. Soati*)

Schema elettrico del radioricevitore NOVA Mod. NV - 9032